

MIMO 无线通信原理及应用

康桂华 著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本书主要介绍了多天线发送和多天线接收(MIMO)无线通信的基本原理,以及MIMO技术在宽带无线通信、分布式合作通信和无线网络中的相关应用。书中既有各种性能分析与仿真结果,又有生动的应用案例,还提供了一些代表性的实现方法。围绕MIMO无线通信的信道模型、信道容量、信道估计和实现算法四方面所涉及的有关理论和应用进行了较详细的阐述,并通过大量的计算机辅助仿真实验,验证了MIMO系统中的一些重要理论,同时也给出了作者在最近的研究中得到的一些新结果。

本书可为通信工程、信息工程、计算机应用及相关专业的研究生、工程师和科研人员提供借鉴和参考。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

MIMO 无线通信原理及应用 / 康桂华著. —北京: 电子工业出版社, 2009.7
ISBN 978-7-121-08677-9

I. M… II. 康… III. 移动通信—通信系统 IV.TN929.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 060257 号

责任编辑: 史 涛

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 12.5 字数: 320 千字

印 次: 2009 年 7 月第 1 次印刷

印 数: 3 000 册 定价: 36.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

前 言

随着无线互联网中多媒体通信的快速发展，宽带高速数据通信服务的需求正在日益增长。常规单天线收发通信系统的容量已远远不能满足实际使用的需要，而且可靠性亟待提升。信息论近期的研究表明，在无线链路两端使用多根天线发送和多根天线接收（MIMO），无需增加频谱资源和发射功率，可以成倍地提升通信系统的传输速率。MIMO 无线通信是当前无线通信领域中的一项重要技术突破，也是实现未来高速宽带无线 Internet 接入网的关键技术之一，无论在后三代(B3G)或第四代(4G)移动通信中，还是在未来无线互联网多媒体通信中都有着广阔的应用前景。

自从西方学者 Telatar E.和 Foschini J.在 MIMO 无线通信系统中做出了开创性的工作以来，有关 MIMO 技术理论和应用研究如雨后春笋般涌现。至 2005 年年底，IEEE 数据库收录该领域的研究论文已达数千篇，论文涉及的内容从理论研究到实验验证，再到商用化的各个方面。作者在攻读博士学位期间，有幸从事“MIMO 无线通信系统的信道模型、信道容量、信道估计和实现算法”方面的研究工作，回校后，在博士研究工作的基础上，申报了“基于 4G 构架的空时频三维编码研究”的博士启动基金项目，继续进行 MIMO 无线通信系统的有关研究。在随后的博士后工作中，又进行了 MIMO 技术在未来无线通信网络中应用研究。本书主要融入了作者在攻读博士学位和博士后研究工作期间，以及科研项目中有关 MIMO 无线通信方面的一些研究成果。本书还包括了一些未曾发表过的研究成果，如基于最大似然(ML)信道估计准则的信道容量下限分析以及相应的最佳训练序列设计原则等。

本书适用对象为通信工程、信息工程、计算机应用及相关专业的研究生、工程师和科研人员，要求读者熟悉数字通信、矩阵分析、概率论与随机过程方面的有关基础知识。

作者 康桂华
2009 年 3 月

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 传统单天线系统向多天线系统演进	1
1.3 MIMO 无线通信技术的 research 现状和应用概况	2
1.4 MIMO 无线通信技术的发展趋势	5
第 2 章 MIMO 无线通信基础	9
2.1 引言	9
2.2 矩阵的有关知识	9
2.3 无线移动信道的主要特征	14
2.4 信号与系统的等效基带表示	16
2.5 信号检测方法	18
2.6 数字调制技术	21
2.7 分集技术	24
2.8 小结	27
第 3 章 MIMO 空时信道的理论模型和仿真	29
3.1 引言	29
3.2 确定性的 MIMO 信道模型	30
3.3 随机 MIMO 信道模型	32
3.3.1 信道衰落和信道扩展	32
3.3.2 随机 MIMO 信道的一般描述	34
3.3.3 基站和移动台天线相关系数	36
3.3.4 3GPP 有关 MIMO 信道模型方面的标准	40
3.4 MIMO 无线信道的仿真	41
3.5 小结	53
第 4 章 MIMO 信道的容量分析与仿真	55
4.1 平均分配发射功率的 MIMO 信道容量分析与仿真	55
4.2 自适应分配发射功率的 MIMO 信道容量分析与仿真	62
4.3 MIMO 仿真信道的容量分析与比较	66
4.4 小结	69
第 5 章 MIMO 信道传输系数估计与仿真	70
5.1 引言	70
5.2 基于信道估计的 MIMO 无线系统的数学模型	71
5.3 最大似然比和最小均方误差估计的仿真性能及其比较	73
5.4 基于信道估计的信道容量下限的估计	79
5.5 最佳训练序列的设计	81
5.6 最佳序列设计和基于信道估计的信道容量的仿真结果	86

5.7	信道系数估计误差对系统性能的影响分析	89
5.8	小结	93
第 6 章	MIMO 空时实现算法分析与仿真	95
6.1	算法概述	95
6.2	发射端空时处理的几种典型算法分析及其推广	97
6.2.1	空时分集处理技术	97
6.2.2	分层处理技术	99
6.3	接收端的空时处理算法分析	101
6.4	几种先进的空时处理综合方法	103
6.5	仿真结果及性能分析比较	113
6.6	小结	121
第 7 章	MIMO 宽带无线通信技术	122
7.1	引言	122
7.2	单用户 MIMO-OFDM 宽带传输技术	123
7.3	多用户 MIMO-CDMA 宽带传输技术	128
7.4	多用户 OFDM-CDMA 宽带传输技术	134
7.5	多用户 MIMO-OFDM-CDMA 宽带传输技术	140
7.6	小结	151
第 8 章	虚拟 MIMO 无线通信技术	153
8.1	引言	153
8.2	虚拟 MIMO 技术基础	154
8.3	基于合作中继的虚拟 MIMO 技术	158
8.3.1	理论分析基础	158
8.3.2	基本的合作中继协议	160
8.3.3	基本的合作中继协议比较	162
8.3.4	中断性能分析	162
8.4	基于编码合作的虚拟 MIMO 技术	167
8.5	小结	173
附录 A	MIMO 信道最大似然比估计值及其误差的证明	175
附录 B	MIMO 信道线性最小均方误差估计值的证明	177
附录 C	最差噪声影响下, 基于训练序列的信道容量下限的证明	179
附录 D	数学运算符对照表	181
附录 E	英语缩略语对照表	182
参考文献		184
致谢		194

第1章 绪 论



本章内容提要

首先概述了无线通信系统中引入 MIMO 技术的必要性, 以及提高无线移动通信传输速率的方法和途径; 其次简要介绍了传统单天线系统向多天线系统演进的过程, 并阐述了 MIMO 技术在提高无线传输速率和频谱使用效率方面的作用; 然后对目前 MIMO 无线通信技术的研究现状和应用概况做了简要的回顾, 并指出了 MIMO 无线通信技术的未来发展趋势; 最后概括了本书的章节安排和主要内容。

1.1 引言

传统的无线通信系统中, 发射端和接收端通常是各使用一根天线, 这种单天线系统也称为单输入和单输出 (SISO, Single Input Single Output) 系统。对于这样的系统, Shannon C. E. (1916-2001) 于 1948 年在“通信的数学理论^[1]”一文中提出了一个信道容量的计算公式: $C = B \log_2(1 + S/N)$, 其中 B 代表信道带宽, S/N 代表接收端的信噪比, 它确定了在有噪声的信道中, 进行可靠通信的上限速率。用 B 归一化后, 得到带宽利用率为 $\eta = \log_2(1 + S/N)$ 。以后的电信科研工作者无论使用怎样的信道编码方法和调制方案, 只能一点一点地接近它, 却无法超越它, 这似乎成了一个公认的、不可逾越的界限, 也成了现代无线通信发展的一大瓶颈。

随着目前移动通信的普及和广泛应用, 加上未来 Internet 要求无线接入, 用户要求大幅度地提高无线通信速率的愿望变得越来越强烈, 因此必须设法突破上述传统无线通信系统的容量界限。一般来说, 提高移动通信的信道容量有三种方法: ① 设置更多的基站; ② 拓宽已使用的频带; ③ 提高频谱的使用效率。设置更多的基站意味着增加更多的蜂窝, 为此付出的代价较高。为了便于提高无线通信的传输速率, 也有人建议把目前使用的频带拓展到毫米波段, 因为在毫米波段有更宽的频带可供使用, 但是就目前的技术水平来说, 这样做的代价还相当昂贵, 而且目前无线通信市场迫切需求的是介于 UMTS (通用移动通信系统) 和 WLAN (无线局域网) 之间设备, 它们使用的是微波波段。对于 UMTS 和 ISM (工业、科研和医疗) 使用的频率在 2GHz 附近, 而 WLAN 使用的频率在 2GHz 到 5GHz。由此看来, 合理的选择是设法提高频谱的使用效率。

1.2 传统单天线系统向多天线系统演进

依据 Shannon C. E. 给出的信道容量公式, 在传统的无线系统中, 增加信噪比 (SNR) 可

以提高频谱的使用效率，信噪比每增加 3 dB，信道容量每秒每赫兹增加 1 比特。对于单用户方案，信噪比主要与系统的热噪声有关，而系统热噪声在通信期间基本保持不变，如果增大发射端的发射功率，接收端的信噪比便随之增加，然而，不仅是因为人的健康原因不推荐使用这种方法，而且还因为要设计一个能在很宽的线性范围内和很高的发射功率上工作的功率放大器，是件很困难的事情，而且当发射功率很高时，器件的散热也成问题。另外在蜂窝（多用户）方案中，由于来自其他用户的干扰电平通常高于系统的热噪声，所以在这种情况下增大发射功率似乎对增加信道容量没有太大的帮助。

提高频谱使用效率的另一种方法是使用分集技术。如果发射端使用单根天线，接收端使用多根天线，这种分集通常称为接收分集，也称之为单输入多输出（SIMO, Single Input Multiple Output）系统，采用最佳合并的接收分集技术通常能改善接收端的信噪比，从而提高信道的容量和频谱的使用效率。如果发射端使用多根天线，接收端使用单根天线，这种分集通常称为发射分集，也称之为多输入单输出（MISO, Multiple Input Single Output）系统，如果发射端不知道信道的状态信息，无法在多发射天线中采用波束形成技术和自适应分配发射功率，信道容量的提高不是很多。SIMO和MISO技术的发展自然演变成MIMO^①技术，即在无线链路的两端都使用多根天线，Telatar E.^[3]和Foschini J.^[4]分别证明了MIMO系统与SIMO和MISO系统相比，可以取得巨大的信道容量，该信道容量突破了传统的单输入单输出信道容量的瓶颈，是Shannon C. E.信道容量公式在多天线系统中的推广应用。与目前已实现的信道容量相比，有望提高几个数量级。因此MIMO无线通信技术在第三代（3G）乃至三代以后（B3G）的移动通信系统中有着广阔的应用前景。目前，MIMO技术已成为无线通信领域的一大研究热点。粗略地说，使用MIMO技术的好处在于能创建多个并行的子信道、能综合使用发射分集和接收分集技术、能较大地提高天线的增益等。

1.3 MIMO无线通信技术的研究现状和应用概况

MIMO 无线通信是一个崭新的、富有挑战性的研究领域。信息论预示了 MIMO 无线系统具有潜在的巨大的信道容量，但在实际应用中是获得这个容量的全部还是部分以及为此需要花费多大代价等，都值得深入、仔细地研究。因此，目前全世界有许多学术机构、大公司（主要分布在欧洲和北美国家）正在对 MIMO 技术展开更深入的研究，推动着这项技术日益朝实用化方向发展。目前 MIMO 无线通信技术已从理论研究、实验验证，逐步走向商用化。

1. 研究现状

自从 Telatar E.和 Foschini J.在 MIMO 无线系统中做出了开创性的工作以来，目前在蜂窝无线通信、固定接入系统方面，已提出了各种实验性的 MIMO 系统，在无线局域网方面，已制定了有关标准，而且已有相应的产品。在蜂窝移动通信中，目前还没有商用化的 MIMO 产品。尽管在这方面已取得了较大的进展，但是距离 MIMO 技术大规模投入商用的时间，专家估计还要几年，因为还有许多实际问题需要解决，这些问题主要包括以下几个方面。

（1）天线的数量和间距

① 目前有些文献中也将多个载波频率、多个时隙或多个用户的通信技术称为MIMO技术^[2]，在本书中，MIMO主要指采用多根发射和接收天线的无线通信技术。

天线的数量和各天线之间距离是 MIMO 系统设计的关键参数, 如果要实现 MIMO 系统的高频谱效率, 后者更为重要。在基站安装大量的天线, 对周围的环境会造成一定的损害, 因此天线的数量宜限制在中等水平, 例如 4 根, 它们之间的距离一般选择为 10 个波长, 这个距离稍微偏大, 之所以要这样选择是因为基站一般安装在较高的位置, 不能保证总是存在能使衰落去相关的本地散射体。如果使用双极化天线, 在 2GHz 的频率上, 10 倍波长的间隔, 4 根天线占据的空间约为 1.5 米。对于终端, 选择半个波长的天线间距足以保证有相当数量的不相关衰落, 因为终端一般处于本地散射体之间, 而且不存在直接传播路径, 终端天线的最大数量预计为 4 根, 但是实际实现时, 一般选择最小的数目: 2 根。据计算, 4 根双极化天线要占据 7.5cm 的空间, 这 4 根天线可以非常容易地嵌入诸如笔记本电脑的外壳中, 然而对于蜂窝手机, 即使是安装 2 根天线也成问题。因为手机目前的设计趋势是把天线嵌入到机壳中, 目的是为了改进外观和增加产品的吸引力, 这使得天线间距要求成为一个非常严重的问题。

(2) 接收机的复杂性

MIMO 接收机与单天线接收机相比, 复杂性明显要增加, 具体原因表现在以下几个方面:

①由于多用户、多天线的存在, 消除空间干扰的空时合并器和信号检测器的设计变得异常复杂, 例如采用 (4, 4) 天线结构的 MIMO 接收机与单天线接收机相比, 复杂性要增加约 2 倍。②由于 MIMO 接收机受周围环境的散射影响, 存在角度扩展和时延扩展, 在均衡和干扰抵消方面需要增加一些附加的处理。③MIMO 信道估计也要导致复杂性的增加, 因为整个信道矩阵的每一条路径时延, 都需要及时跟踪和更新, 而不是只跟踪和更新单个信道系数。④额外的复杂性还来自增加的射频 (RF) 链 (与接收天线的数目相等) 和相应的基带运算单元, 还有接收机的隔离算法等。对于蜂窝手机, 电池的寿命长短也跟接收机的复杂性有关。

(3) MIMO 无线信道模型

MIMO 无线系统的性能, 在很大程度上跟所处环境的多径信号的性质有关, 特别要受各条路径之间的相关度、时延扩展和角度扩展的影响, 因此, 了解和掌握户内和户外环境中 MIMO 无线信道的特性, 对实现潜在的巨大信道容量、取得预期的性能、选择合适的系统结构和设计优良的信号处理算法至关重要。为此除了一些必要的实际测量外, 必须建立合适的信道模型, 用于预测系统的性能和评估算法的优劣。为了适应无线信道的时变特性, 不仅需要建立 MIMO 无线信道的静态模型, 还要建立特定的动态模型, 因为提出新的和更具体的信道模型, 可用于分析现有的传输算法是如何影响系统性能的, 同时为适应这些更具体的模型要求, 是否能提出一些新的算法。传统的无线系统的传播模型已成为了标准^[5], 不过到目前为止, ITU (国际电信联盟) 还未制定相应的 MIMO 无线信道模型标准, 3GPP (第三代移动通信合作伙伴计划) 已制定出了有关 MIMO 的无线信道模型标准^[6]。

(4) 信道状态信息获取和利用

如何准确地获取信道的状态信息 (CSI) 并及时地反馈给发射机是 MIMO 无线系统设计中一个值得深入研究的课题, 信道容量实际上是信道特征模式的函数, MIMO 无线信道容量的实现将得益于知道信道状态信息的发射机, 因为发射端可以利用信道的状态信息或部分反馈信息依据注水原理而不是平均分配发射功率。而且, 如果已知信道的相关矩阵, 还可以使信道编码、每一支路的比特分配和放大器的功率管理做到最佳。在文献[7]中讨论了各种功率分配算法, 它们能在不同的信道条件下做到最佳。

(5) 系统的集成和信号设计

MIMO 无线系统需要与现有的非 MIMO 通信网络集成、向后兼容,即未来的 MIMO 接收机应该是双模式的。为此, MIMO 的信号设计可以从特殊的无线资源控制(RRC)消息中,获得支持和帮助。例如,终端可以通过下行链路的广播信令来知道基站是否处在 MIMO 模式,同时,基站也需要知道终端是处在 MIMO 模式,还是非 MIMO 模式, MIMO 通信链路可以在呼叫期间确立。另外,在非 MIMO 模式通信中,终端也需要给基站提供反馈信息,随时报告信道的质量情况,如果信道条件许可,基站便可安排 MIMO 传输,这些下行和上行的 RRC 消息一般放在信令消息的第二层。

(6) MIMO 集成芯片的研发

随着 MIMO 技术日趋成熟,诸多无线产品厂商共同合作,提出了各种以 MIMO 技术为基础的高速数据传输方案,并进行相应的 MIMO 芯片的研发,但由于相关标准还未最终确定,因此目前研发的芯片不适合大规模推广应用。几年前,朗讯(Lucent)通信技术公司已做了 MIMO 系统的早期实验,并于最近成功地测试了两款 BLAST(贝尔分层空时编码)芯片,芯片的最高速度达到了 19.2Mbps,而且 BLAST 研究小组最近取得了以前难以想象的无线频谱效率:20~40bps/Hz,比较而言,使用传统的无线调制技术,对于蜂窝移动通信系统取得的频谱效率为 1~5bps/Hz,对于点对点的微波通信系统取得的频谱效率为 10~12bps/Hz,而且在 30KHz 的带宽内,Bell 实验室在上述的频谱效率上实现了 0.5Mbps~1Mbps 的有效载荷数据速率,而使用传统的技术,在该带宽内取得的数据速率仅为 50Kbps。

目前,主要的 MIMO 芯片制造商有 Airgo、Atheros、Metalink 与 Ralink,一些设备制造商已将研发的芯片用于自己的 MIMO 产品,如无线路由器或笔记本网卡。Airgo 的第三代 True MIMO 芯片数据传输速率可达 240Mbps,并同 Linksys 公司一起研发第四代产品。总之,全球的 MIMO 芯片市场日益壮大,为 MIMO 技术的大规模商用化奠定了一定的基础。

除上述因素外,还有其他一些因素也会使 MIMO 无线系统的性能退化,例如信道估计的准确性、天线单元之间的相关性、较大的多普勒频移等。

2. 应用概况

(1) 3G 与 B3G 方面

目前 ITU 和 3GPP 已制定了在 3G 和 B3G(3G 以后)移动通信中使用 MIMO 技术的有关标准。3G 标准中的 WCDMA 和 cdma2000 方案均使用了 MIMO 技术,例如:WCDMA 方案^[8]中,各信道都可使用基于空时编码的开环发送分集技术(TSTD)。而专用物理信道(DPCH)和下行共享信道(PDSCH)可利用闭环 TSTD 技术。cdma2000 方案^[9]中,通过空时扩频和正交发射分集可获得更大的空间分集增益,基站还可根据移动台的反馈信息来选择信道条件较好的天线发送信息。对于 3G, MIMO 及其相关的技术可以看成是用于提高数据流量、系统性能和频谱效率方面的有力补充,目前在移动通信产业界具有很强的吸引力。与此相关的技术包括自适应调制和编码、混合 ARQ(自动重发请求)和快速蜂窝选择等。由于 MIMO 技术能够在不增加带宽的情况下成倍提高通信系统的容量和频谱利用率。因此,无论哪种 B3G 方案^[10,11]基本上都采用了 MIMO 的设计理念,从而可大大提高通信系统的传输性能。

对于 3GPP,表 1.1 给出了在平衰落条件下,2GHz~4GHz 频段、5MHz 载波间隔,在移动通信的下行链路中,使用 MIMO 技术所取得的峰值数据速率^[12]。

表 1.1 各种 MIMO 结构的峰值数据速率

(M, N)	Tx 技术	码速	调制方式	速率/子数据流	子数据流数量	数据速率
(1, 1)	传统	3/4	64QAM	540Kbps	20	10.8Mbps
(2, 2)	MIMO	3/4	16QAM	360Kbps	40	14.4Mbps
(2, 2)	MIMO	3/4	QPSK	180Kbps	80	14.4Mbps
(4, 4)	MIMO	1/2	8PSK	540Kbps	80	21.6Mbps

(2) 无线网络方面

由于 MIMO 技术在通信距离、吞吐量和可靠性方面较单天线技术具有明显的优势，因此，无线局域网、无线城域网和移动电话的制造商们都乐于在他们的设备中采用 MIMO 技术。目前 MIMO 技术在支持 IEEE 802.11n 标准草案的无线局域网中已得到了具体应用^[13]，该标准草案充分地利用了 MIMO 系统的多天线分集和空分多路复用两种特性，实现时分别采用了空时编码和分层数据结构两种技术，最多支持 4 发射天线和 4 接收天线，预计物理层的最高传输速率可达 600Mbps，目前在物理层的传输速率已达到 300Mbps，使用了两个空分数据流，每个数据流的信道带宽为 40MHz。另外，目前 IEEE 802.11n 标准的制定已取得了重大进展，预计最终版本将在 2009 年 11-12 月颁布^[14]，但支持该标准草案的芯片已问世^[13]，采用该芯片的无线路由器和笔记本网卡已在市场上销售，最高传输速率可达 240Mbps。在 MIMO 技术的商用化方面，目前采用 IEEE 802.11n 标准草案的系列产品处于领先地位。在无线城域网方面，IEEE 于 1999 年成立了 IEEE 802.16 工作组，基于 MIMO 和 OFDM（正交频分多路复用）技术，先后发布了 802.16、802.16a、802.16d、802.16e 等系列标准。目前 IEEE802.16 系列芯片已全部推出。通信距离可达 50Km，数据传输速率最高可到 75Mbps，基本能满足城域网的性能要求。

上述内容只是目前 MIMO 无线通信技术在应用方面的简要回顾，实际上可能远不止这些。

1.4 MIMO无线通信技术的发展趋势

自从 Bell 实验室的研究人员 Telata E.和 Foshini J.独立发现 MIMO 无线系统蕴涵着巨大的信道容量以来，世界上有许多学术机构、大公司不惜投入大量的人力和物力，对此展开了许多研究，经过几年的不懈努力，目前无论在学术上，还是在商业应用领域，已取得了许多举世瞩目的成绩，而且这一趋势有增无减，目前仍有若干学术机构、公司立足于这一研究领域，对 MIMO 无线通信及相关技术展开更深入的研究，使这项技术日趋成熟，并不断朝着实用化方向发展。

一般来说，MIMO 无线系统性能的优劣在很大程度上取决于对发射和接收信号处理算法的合理设计，而一种性能优异算法的提出和有效实现与实际的通信环境密切相关，为此在信道模型方面进行一些细致的研究工作是十分必要的，因为在 MIMO 系统的理论研究中往往要把实际的测量数据转变成易处理的数学公式，以便于根据实际的传播环境，对 MIMO 实现算法的性能做出有效的估计和判断，而且这些公式还可用于分析所选择的天线拓扑结构或传播参数对实际信道容量的影响，从而以一种最佳途径去修改原来的系统设计方案。另外，在研

究 MIMO 系统的具体实现方案时,常常需要对真实信道的状态信息进行合理的估计,而估计的效果或精度,将直接影响系统的真实性能。

结合本书对 MIMO 无线通信技术所进行的一些研究,作者认为后续的工作应从以下几方面展开。

1) 在信道模型方面,本书中所建立的信道模型只适用于基站和移动台之间的信道,即一方静止,另一方移动,如果双方都移动,就必须对其加以改进。依据已建立的仿真平台,只要在预留的两个外部数据输入通道上,外加实测的多普勒谱数据。另外,为了适应无线传播信道的时变特性,信道模型中应考虑信道的动态特性,引入信道跟踪机制。随着对无线通信环境认识的不断深入, MIMO 信道模型将逐渐趋于完善,认知无线电^[15]对此将发挥重要的作用。

2) 在信道容量方面,除本书中考虑的一些实际因素外,是否还存在其他一些因素制约着实际信道容量的提高。目前考虑的 MIMO 系统,收发两端大多使用的是直线型天线阵,如果收发两端使用的是平面型天线阵或其他型天线阵,信道容量的计算问题。还有多用户的 MIMO 信道容量计算问题,以及进一步提高信道容量的空间分集方法等。

3) 在信道估计方面,主要是信道状态信息(CSI)获取和有效利用问题。如何准确地获取信道的状态信息并及时地反馈给发射机是 MIMO 系统设计中一个值得深入研究的课题。另外,如果由于信道的快速衰落,在信道的相干时间内,无法进行信道估计时,而又不想使用“盲”技术,是否存在其他解决办法?

4) 在实现算法方面,主要是要解决接收机的复杂性问题,在具体实现 MIMO 的容量时,有时不得不在性能和复杂性之间进行“折中”。如何使“折中”恰到好处,是一个值得深入探讨的问题,这往往需要具体问题具体分析,有时可能牵涉到整个通信系统,需要进行系统级的算法仿真等。

MIMO 无线通信技术的未来发展趋势主要表现如下:

1) 对于单用户情形,由于传输的数据都来自于单个用户,为实现更有效的接收,在发送端可进行更智能化的信号设计,根据信道的特征和系统的要求,可采用多种方式充分利用多根天线。与此同时, MIMO 技术还将与一些高效编码和/或调制技术紧密结合,如 LDPC(低密度校验码)、OFDM、CDMA 等技术,进一步提高系统的传输性能,如传输速率、频谱利用率或系统可靠性等。

2) 对于网络环境,充分利用多用户、多天线、多载波和多时隙等设计参数,并有效运用功率分配和控制技术,寻找有效实现发送和接收的最优算法,使系统的综合性能指标达到最佳,同时降低系统设计的复杂性。另一方面,根据系统的总体性能,如系统的服务质量(QoS),包括吞吐量、时延等,并围绕网络的多层协议模型,在物理层优先采用 MIMO 技术的前提下,对其他层进行跨层优化设计。

3) 随着 MIMO 技术日趋成熟,并不断朝实用化方向迈进,国际上很多研究机构积极推动 MIMO 技术的标准化进程,相关的通用技术标准将相继颁布,如 MIMO 无线信道的标准模型以及有效实现发送和接收的标准算法等,总之 MIMO 技术的应用将更加规范化。

4) 由于未来的通信设备要求体积小,重量轻,因此实现 MIMO 技术的一些成熟算法将以专用芯片的形式出现。随着大规模和超大规模集成电路设计制造工艺水平的不断提高,专用芯片的功能将越来越完善,性价比逐步趋向合理化。

5) 随着 MIMO 技术实用化进程步伐的加快,这项技术将在实际通信系统中得到广泛应

用。摆在研究和设计人员面前的一个首要问题是：如何使采用 MIMO 技术的新设备与以往未采用这项技术的老设备互联互通？未来的 MIMO 通信机可能是双模式或多模式的，为此需要研究制式的兼容性和系统的集成设计问题。

1.5 本书的结构及内容安排

本书共分 8 章，每章的主要内容概括如下：

第 1 章首先简要说明了在无线通信系统中引入 MIMO 技术的背景，以及提高无线移动通信传输速率的方法和途径。其次简要介绍了传统单天线系统向多天线系统演进过程，同时阐述了 MIMO 技术在提高无线传输速率和频谱使用效率方面的作用。然后对目前 MIMO 无线通信技术的研究现状和应用概况做了简要的回顾，并指出了 MIMO 无线通信技术的未来发展趋势，最后给出了本书的章节安排和主要内容。

第 2 章归纳了与 MIMO 无线通信技术有关的一些基础理论，包括矩阵和线性代数的相关知识、信号和系统的等效基带表示法、无线移动信道的基本特征和基本模型、线性数字调制技术的原理和实现方法、信号的检测方法和分集技术等。

第 3 章在对最近文献中提出的一些空时信道模型理论进行详细研究的基础上，根据发射信号的离开角及其扩展角、接收信号的到达角及其扩展角、功率方位谱、多普勒谱和收发两端天线的拓扑结构，综合了一个多抽头的宽带 MIMO 信道模型，而且创建了一个 MIMO 无线信道仿真平台，并以 3GPP 标准 R1-02-0181 所规定的具体参数为依据，对理论上建立的信道模型进行了计算机仿真，得到的仿真结果与实际情形基本吻合。同时还研究了多天线的的位置误差对天线阵列的相关函数的影响，并给出了有关仿真结果。

第 4 章着重分析了收发两端的多天线单元之间存在相关性、同时存在直射分量（LOS）和散射分量的传播环境、已知和未知信道的状态信息等因素对 MIMO 信道容量的影响，给出了有关仿真结果。并对两类特殊的 MIMO 信道（全 1 信道和正交信道）的容量进行了特殊分析，得到了容量的具体计算公式，并做了物理解释。同时创建了一个 MIMO 无线信道容量的仿真平台，并以 3GPP 标准 R1-02-0181 所规定的具体参数为依据，在该仿真平台上计算出了仿真信道的信道容量的累计分布，并和相应条件下的理论容量进行了分析比较，得到了有关结论。

第 5 章首先基于训练序列估计的 MIMO 无线传输帧结构和数学模型，分别使用最小均方误差（MMSE）估计法和最大似然（ML）估计法估计出了信道的各个系数，在小信噪比和大信噪比时，比较了两种估计方法的估计误差的方差。其次进行了采用最大似然（ML）估计法的最佳训练序列设计的理论分析，分别得到了有关结果，并和其他文献中采用最小均方误差估计法的设计结果进行了分析比较，得到了有关结论。最后分析了信道估计误差对系统性能的影响，推导出了 MIMO 无线信道系数估计误差的 Cramer-Rao 界，而且采用 Monte-Carol 仿真证实了在所推出的 Cramer-Rao 界内引起系统的误码性能损失最小。同时创建了一个 MIMO 无线信道系数估计和误差分析的仿真平台，在该仿真平台上，计算出了采用最大似然估计法的最佳训练序列设计的有关结果和与之对应的信道容量。

第 6 章对 MIMO 无线系统目前已提出的一些主要算法进行了研究，以分集和分层两条线索归纳了发射端的一些处理算法，分析比较了以线性空时均衡算法、非线性最大似然算法

和 Turbo 空时译码算法为主的接收端处理算法,着重分析了新近出现的一些综合算法的实现原理,同时对这些算法进行了大量的计算机仿真,给出了一些代表性的仿真结果,并且创建了一个 MIMO 无线系统实现算法的仿真平台。在该仿真平台上可以进行:①空时分组码(STBC)的编译码算法;②空时网格码(STTC)的编译码算法;③线性最小均方误差(LMMSE)空时均衡算法和非线性最大似然(ML)算法;④连续干扰抵消接收垂直-贝尔分层空时(V-BLAST)算法;⑤高速线性空时扩展码(LDC)的编译码算法;⑥正交空时分组编码和传统波束形成的联合设计算法;⑦串联和并联结构的 Turbo 空时编译码算法;⑧高速线性扩展空时码和 Turbo 编码的组合设计算法等仿真。

第 7 章对 MIMO 技术应用于宽带无线通信中的主要问题进行了分析和研究。结合目前能够有效对抗信道频率选择性衰落的 OFDM(指抗码间串扰)和 CDMA(指频率分集)技术,论述了 MIMO 宽带无线通信系统中,信号发送和接收的具体实现方案,给出了 MIMO-CDMA 系统中采用空时匹配滤波器、空时 MMSE 检测器和迭代 MMSE 检测器的三种接收机具体实现的结构形式。着重论述了单用户 MIMO-OFDM 系统的基本实现原理,并分析了系统的信道容量和误码性能。在 CDMA 基带信号发送和接收系统设计的基础上,论述了多用户 MIMO-CDMA、CDMA-OFDM 系统发送和接收信号设计中的一些理论和实际问题,给出了单用户和多用户检测方法。结合未来高速宽带无线通信技术的发展趋势,引入多用户 MIMO-CDMA-OFDM 系统,以 Alamouti 编码方案为例,详细阐述了 MIMO-CDMA-OFDM 系统的基本组成,以及发送信号的设计和接收信号处理的具体实现方法,并对所设计系统的性能做了初步评估。

第 8 章首先介绍了虚拟 MIMO 无线通信技术提出的背景,多用户合作通信的基本概念,虚拟 MIMO 技术的基本实现原理。然后基于虚拟 MIMO 通信系统模型,概括了目前合作信号三种基本的处理方法。其次系统地阐述了基于合作中继的虚拟 MIMO 通信技术,包括合作信道的划分、等效的信道模型以及描述合作通信系统性能的两个重要参数。在此基础上归纳了基本的合作中继协议,并在性能上进行了比较。结合中继协议,着重分析了基于合作中继的虚拟 MIMO 通信系统的中断性能,并与直接传输进行了比较。最后论述了基于编码合作的虚拟 MIMO 通信技术实现原理,给出了基于卷积码的编码合作实现方法,分析了基于空时码的编码合作的系统模型和实现结构,并就信道慢衰落和快衰落给出了成对错误概率的估算公式。结合 Turbo 码和空时码,给出了性能更好编码合作系统的实现方案。

第2章 MIMO无线通信基础



本章内容提要

本章主要对 MIMO 技术所涉及的一些基础理论进行概括和总结。MIMO 技术离不开通信及相关学科的一些基础理论的支撑，这些理论是 MIMO 技术不可分割的组成部分，也是正确理解和系统掌握 MIMO 理论和实现方法的前提。2.1 节简要说明了通信系统的研究与基础理论的联系。2.2 节简要介绍了矩阵的有关知识，这些知识在后续章节中需要使用。2.3 节描述了无线衰落信道的主要特征和基本模型。2.4 节给出了信号与系统的等效基带表示。2.5 节概括了信号检测的基本原理。2.6 节讨论了数字调制的原理和实现方法。2.7 节概述了现代无线通信中广泛使用的分集技术。2.8 节对本章做了简要的回顾。

2.1 引言

一般来说，无线通信系统的研究主要是围绕通信信号的有效发送和接收展开的。通信信号发送的研究主要集中在信源编码、信道编码和调制技术上，其中通信信号的设计显得格外重要。接收则是发送的逆过程，主要表现在信号的解调、信道译码和信源译码等技术上。无线信号的传输是极其复杂的，这主要是因为无线信道是一个开放的环境，特别是在大中型城市，很多用户同时在发射和接收，相互之间不可避免地产生相互干扰。加上市区高层建筑物等各种散射体，移动用户又处于不断的运动之中，这些因素使得信道产生衰落、扩展及多径现象，对通信信号的传输要产生严重的影响，而且这种影响是随时间变化的。正是由于信道的动态特性极其复杂、加之用户对通信信号接收质量的高标准要求，使得通信信号的发送和接收理论与方法的研究充满了挑战性。当这种挑战性受到市场前景的广阔性与市场需求的紧迫性驱动时，相关研究更显得异常活跃。

先进的无线通信技术发展离不开基础理论，其中数学工具发挥着重要的作用。同时新技术推广和应用也离不开一些成熟技术的支撑。为便于读者理解 MIMO 技术中的一些重要概念和方法，以及叙述方便，本章把本书中涉及的一些主要数学知识、基本的通信理论进行了归纳整理，包括线性代数、概率统计和随机过程等基本概念，以及信息传输、信号设计和信号处理中的基本原理和方法。

2.2 矩阵的有关知识

在 MIMO 技术的理论分析和性能评估中，经常会遇到求解矩阵方程问题。矩阵是描述和

求解线性方程组最基本和最有用的数学工具。以下将介绍与 MIMO 技术有关的一些矩阵运算和求解问题。

1. 矩阵特征值问题

(1) 特征值与特征向量

若 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{n \times n}$, $\mathbf{u} \in \mathbf{C}^n$, 且标量 λ 和非零向量 \mathbf{u} 满足方程

$$\mathbf{A}\mathbf{u} = \lambda\mathbf{u}, \mathbf{u} \neq \mathbf{0} \quad (2.1)$$

则称 λ 是矩阵 \mathbf{A} 的特征值, \mathbf{u} 是与特征值 λ 对应的特征向量。特征值与特征向量总是成对出现的, 所以 (λ, \mathbf{u}) 又称为矩阵 \mathbf{A} 的特征对。虽然特征值可能为零, 但特征向量一定是非零向量。

(2) 广义特征值与广义特征向量

广义特征分解是指两个矩阵组成的矩阵束之间的特征分解问题。若 $\mathbf{A}, \mathbf{B} \in \mathbf{C}^{n \times n}$, $\mathbf{u} \in \mathbf{C}^n$, 且标量 λ 和非零向量 \mathbf{u} 满足方程

$$\mathbf{A}\mathbf{u} = \lambda\mathbf{B}\mathbf{u}, \mathbf{u} \neq \mathbf{0} \quad (2.2)$$

则称 λ 是矩阵 \mathbf{A} 相对于矩阵 \mathbf{B} 的广义特征值, \mathbf{u} 是与 λ 对应的广义特征向量^[16]。如果矩阵 \mathbf{B} 非满秩, 则 λ 有可能取零或任意值, 有无穷多个特征值。

2. 矩阵的广义求逆问题

对于正方形矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{n \times n}$, 若 $\det \mathbf{A} \neq 0$, 则必存在唯一的方阵 \mathbf{B} 使下式:

$$\mathbf{AB} = \mathbf{BA} = \mathbf{I}$$

成立, 则称 \mathbf{B} 是 \mathbf{A} 的逆矩阵, 记为 \mathbf{A}^{-1} 。但当 \mathbf{A} 不是正方形或者 \mathbf{A} 虽是正方形但其 $\det \mathbf{A} = 0$ (奇异矩阵) 时, 则上述的逆矩阵就不存在。因此必须将正方矩阵的求逆方法推广到长方形矩阵或奇异的正方形矩阵, 得到所谓的广义逆矩阵。

对于任意矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, 如果存在矩阵 $\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{n \times m}$ 满足 Moore-Penrose 条件^[17]:

$$\begin{aligned} \mathbf{AGA} &= \mathbf{A} \\ \mathbf{GAG} &= \mathbf{G} \\ (\mathbf{AG})^H &= \mathbf{AG} \\ (\mathbf{GA})^H &= \mathbf{GA} \end{aligned} \quad (2.3)$$

则称 \mathbf{G} 为 \mathbf{A} 的 Moore-Penrose 广义逆矩阵, 符号 \mathbf{A}^+ 表示 \mathbf{A} 的广义逆矩阵。

如果 \mathbf{G} 不满足式 (2.3) 中全部条件, 只满足其中的一个或几个条件, 则 \mathbf{G} 的解不唯一, 每一种解代表一类矩阵。如果 \mathbf{G} 同时满足式 (2.3) 中的四个条件, 则此广义逆矩阵具有唯一性。

特别地, 如果 $\mathbf{C}_r^{m \times n}$ 表示秩为 r 的 $m \times n$ 复矩阵的集合, 若 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}_n^{m \times n}$, 容易验证 $\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ 满足式 (2.3) 中四个条件, 因此它是一种 Moore-Penrose 广义逆矩阵, 由于 $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ 处于左乘位置, 也称左伪逆矩阵。若 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}_m^{m \times n}$, 不难验证 $\mathbf{A}^+ = \mathbf{A}^H (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ 也满足式 (2.3) 中所有条件, 因此它是另一种 Moore-Penrose 广义逆矩阵, 由于 $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ 处于右乘位置, 也称右伪逆矩阵。

3. 几个特殊矩阵

(1) 正交矩阵与酉矩阵

已知 \mathbf{Q} 为一实数正方形矩阵, 且 $\mathbf{Q} \in \mathbf{R}^{n \times n}$, 若满足

$$\mathbf{Q}^T \mathbf{Q} = \mathbf{Q} \mathbf{Q}^T = \mathbf{I}$$

则称 \mathbf{Q} 为正交矩阵。

已知 \mathbf{U} 为一复数正方矩阵，且 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ ，若满足

$$\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}$$

则称 \mathbf{U} 为酉矩阵。事实上，正交矩阵就是实的酉矩阵。

酉矩阵具有下列主要性质。

- \mathbf{U} 是非奇异的，且 $\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^{-1}$ ；
- \mathbf{U}^H 也是酉矩阵；
- \mathbf{U} 的列组成标准正交组；
- \mathbf{U} 的行组成标准正交组；
- 对所有 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^n$ ， $\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{x}$ 的 Euclidean 长度与 \mathbf{x} 的 Euclidean 长度相同，即 $\mathbf{y}^H \mathbf{y} = \mathbf{x}^H \mathbf{x}$ 。

(2) Toeplitz 矩阵

若矩阵 $\mathbf{A} = [a_{i,j}] \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 满足

$$a_{i,j} = a_{i-j}, \quad i, j = 1, \dots, n$$

则称 \mathbf{A} 为 Toeplitz 矩阵。

该矩阵的特点是主对角线上的各元素彼此相等，平行于主对角线的各对角线上的元素也彼此相等。任何一条对角线取相同元素的矩阵是 Toeplitz 矩阵。

Toeplitz 矩阵的一些性质：

- Toeplitz 矩阵的线性组合仍然为 Toeplitz 矩阵；
- 若 Toeplitz 矩阵 \mathbf{A} 的元素 $a_{i,j} = a_{|i-j|}$ ，则 \mathbf{A} 为对称 Toeplitz 矩阵；
- Toeplitz 矩阵 \mathbf{A} 的转置 \mathbf{A}^T 仍为 Toeplitz 矩阵；
- Toeplitz 矩阵的元素相对于交叉对角线对称。

(3) Hermitian 矩阵

若矩阵 $\mathbf{A} = [a_{i,j}] \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 满足 $\mathbf{A} = \mathbf{A}^H$ ，其中 $\mathbf{A}^H = (\mathbf{A}^*)^T = [a_{i,j}^*]^*$ ，符号“*”表示共轭，则

矩阵 \mathbf{A} 称为 Hermitian 矩阵；若 $\mathbf{A} = -\mathbf{A}^H$ ，则 \mathbf{A} 称为斜 Hermitian 矩阵或反 Hermitian 矩阵。

Hermitian 矩阵具有以下性质：

- 对所有 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ ，矩阵 $\mathbf{A} + \mathbf{A}^H$ ， $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ 和 $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ 均是 Hermitian 矩阵；
- 若 \mathbf{A} 是 Hermitian 矩阵，则 \mathbf{A}^k 对所有 $k = 1, 2, 3, \dots$ 都是 Hermitian 矩阵。若 \mathbf{A} 还是非奇异的，则 \mathbf{A}^{-1} 也是 Hermitian 矩阵；
- 若 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 是 Hermitian 矩阵，则 $\alpha\mathbf{A} + \beta\mathbf{B}$ 对所有实数 α 和 β 均是 Hermitian 矩阵；
- 对所有 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ ，矩阵 $\mathbf{A} - \mathbf{A}^H$ 是反 Hermitian 矩阵；
- 若 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 是反 Hermitian 矩阵，则 $\alpha\mathbf{A} + \beta\mathbf{B}$ 对所有实数 α 和 β 均是反 Hermitian 矩阵；
- 若 \mathbf{A} 是 Hermitian 矩阵，则 $j\mathbf{A}$ （其中 $j = \sqrt{-1}$ ）是反 Hermitian 矩阵；
- 若 \mathbf{A} 是反 Hermitian 矩阵，则 $j\mathbf{A}$ 是 Hermitian 矩阵。

(4) Hermitian 矩阵的谱定理

对于已知的 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ ，当且仅当存在一个酉矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 和一个实对角阵 $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 使得

$$\mathbf{A} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \quad (2.4)$$

时, 则 \mathbf{A} 是 Hermitian 矩阵; 当且仅当存在一个实正交矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 使得 $\mathbf{A} = \mathbf{P} \mathbf{\Lambda} \mathbf{P}^T$, 则 \mathbf{A} 为实 Hermitian (实对称) 矩阵。

该定理说明, 一个 Hermitian 矩阵具有实特征值, 而且若特征值各异, 则其特征向量组成一正交基, 因此 Hermitian 矩阵可以利用酉变换实现对角化。

式 (2.4) 等价于

$$\mathbf{A} = \sum_{i=1}^n \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \quad (2.5)$$

其中, \mathbf{u}_i 是 \mathbf{U} 的列向量。式 (2.5) 常被称做矩阵 \mathbf{A} 的“谱分解”。若 $\{\lambda_i \neq 0, i=1, 2, 3, \dots, n\}$, 由 $\mathbf{A}^{-1} = (\mathbf{U}^H)^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{U}^H$, 还可以得到:

$$\mathbf{A}^{-1} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \quad (2.6)$$

4. 矩阵的几种典型分解

(1) QR 分解

若 $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{m \times n}$, 且 m, n , 则存在列正交的矩阵 $\mathbf{Q} \in \mathbf{R}^{m \times m}$ 和上三角矩阵 $\mathbf{R} \in \mathbf{R}^{m \times n}$, 使得 $\mathbf{A} = \mathbf{Q} \mathbf{R}$ 。若 $m = n$, 则 \mathbf{Q} 为正交矩阵; 若 \mathbf{A} 又是非奇异的, 则 \mathbf{R} 的所有对角线元素均为正, 并且 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 都是唯一的。若 \mathbf{A} 是复矩阵, 则 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 取复数值。

最小均方 (Least squares, LS) 问题 $\mathbf{A} \mathbf{x} \approx \mathbf{b}$ 用 \mathbf{A} 的 QR 分解可以非常容易解决。先由伪逆矩阵得到:

$$\mathbf{x} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (2.7)$$

再利用 $\mathbf{A} = \mathbf{Q} \mathbf{R}$, $\mathbf{Q}^T \mathbf{Q} = \mathbf{I}$ 可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= (\mathbf{R}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{b} \\ &= (\mathbf{R}^T \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{Q}^T \mathbf{b} \\ &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Q}^T \mathbf{b} \end{aligned} \quad (2.8)$$

在式 (2.8) 最后一个等式的两边左乘 \mathbf{R} 便得到 $\mathbf{R} \mathbf{x} = \mathbf{Q}^T \mathbf{b}$, 显然, 这是矩阵与向量的乘积, 通过反代入便可得到 LS 问题的解。

(2) Cholesky 分解

如果 $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 是对称正定矩阵, 则 Cholesky 分解 $\mathbf{A} = \mathbf{L} \mathbf{L}^T$ 是唯一的, 其中 $\mathbf{L} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 是一个具有正的对角线元素的下三角矩阵。

利用 Cholesky 分解求解矩阵方程 $\mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{b}$, 可以先求解 $\mathbf{L} \mathbf{y} = \mathbf{b}$, 再求解 $\mathbf{L}^T \mathbf{x} = \mathbf{y}$, 从而得到 \mathbf{x} 。其中 \mathbf{L} 的元素如下^[18]:

$$\begin{aligned} l_{ii} &= \sqrt{a_{ii} - \sum_{k=1}^{i-1} l_{ik}^2} \\ l_{ji} &= \frac{a_{ji} - \sum_{k=1}^{i-1} l_{jk} l_{ik}}{l_{ii}} \end{aligned}$$

其中, $i=1, 2, \dots, n, j=i+1, \dots, n$ 。而向量 \mathbf{y} 的元素 y_i 的递推计算公式如下:

$$y_1 = \frac{b_1}{l_{11}}$$

$$y_i = \frac{1}{l_{ii}} \left(b_i - \sum_{k=1}^{i-1} l_{k,i} y_k \right), i = 2, 3, \dots, n$$

根据向量 \mathbf{y} , 由方程 $\mathbf{L}^T \mathbf{x} = \mathbf{y}$ 可以利用回代法求出向量 \mathbf{x} , 公式如下:

$$x_n = \frac{y_n}{l_{nn}}$$

$$x_i = \frac{1}{l_{ii}} \left(y_i - \sum_{k=1}^{n-i} l_{i+k,i} x_{i+k} \right), i = n-1, n-2, \dots, 1$$

(3) 矩阵的奇异值与奇异值分解

对于复矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, 称 $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ 的 n 个特征值 λ_i 的算术根 $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) 为 \mathbf{A} 的奇异值。上标 “H” 表示矩阵的复共轭转置。矩阵 \mathbf{A} 的奇异值的个数等于 \mathbf{A} 的列数, \mathbf{A} 的非零奇异值的个数等于 \mathbf{A} 的秩。若令 $\Sigma = \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r]$ 表示对角矩, 其中 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r$ 是 \mathbf{A} 的全部非零奇异值, 则称矩阵 $\mathbf{S} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, 其中

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$= \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r, 0, \dots, 0]$$
(2.9)

奇异值分解定理: 对于矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{m \times n}$, 则分别存在 m 阶酉矩阵 \mathbf{U} 和 n 阶酉矩阵 \mathbf{V} , 使得

$$\mathbf{A} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H$$
(2.10)

5. 矩阵的Kronecker积

矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{m \times n}$ 与矩阵 $\mathbf{B} \in \mathbf{C}^{p \times q}$ 的 Kronecker 积, 记为 $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$, 它是一个 $mp \times nq$ 维矩阵, 定义为

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \cdots & a_{1n}\mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}\mathbf{B} & \cdots & a_{mn}\mathbf{B} \end{bmatrix}$$
(2.11)

Kronecker 积也称为直积。

Kronecker 积的一些简单的性质:

- $(\mathbf{A} + \mathbf{B}) \otimes (\mathbf{C} + \mathbf{D}) = \mathbf{A} \otimes \mathbf{C} + \mathbf{A} \otimes \mathbf{D} + \mathbf{B} \otimes \mathbf{C} + \mathbf{B} \otimes \mathbf{D}$
- $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = \mathbf{AC} \otimes \mathbf{BD}$
- $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) \otimes (\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = \mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \otimes \mathbf{C} \otimes \mathbf{D}$
- $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^T = \mathbf{A}^T \otimes \mathbf{B}^T$
- 若矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 分别有伪逆矩阵 \mathbf{A}^+ 和 \mathbf{B}^+ , 则

$$(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^+ = \mathbf{A}^+ \otimes \mathbf{B}^+$$

特别地, 若 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 是可逆的方形矩阵, 则

$$(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} \otimes \mathbf{B}^{-1}$$

- $\text{rank}(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) = \text{rank}(\mathbf{A})\text{rank}(\mathbf{B})$

- 若 A 是 $m \times m$ 维矩阵, B 是 $n \times n$ 维矩阵, 则

$$\det(A \otimes B) = (\det(A))^n (\det(B))^m$$

- 若 α_i 是矩阵 A 与特征值 λ_i 对应的特征向量, β_i 是矩阵 B 与特征值 μ_i 对应的特征向量, 则 $\alpha_i \otimes \beta_i$ 是矩阵 $A \otimes B$ 与特征值 $\lambda_i \mu_i$ 对应的特征向量, 也是与特征值 $\lambda_i + \mu_i$ 对应的特征向量。

2.3 无线移动信道的主要特征

无线移动信道的特性是 MIMO 通信系统研究的基础。众所周知, 陆地无线通信是依靠电波在大气空间的传播来实现的, 大气空间是一个开放的自然环境, 电波在其中传播时除本身的能量不断减小外, 还要受到反射、散射和绕射等多种因素的影响, 使发射信号到达接收机时往往会发生许多时显的变化, 有时变得面目全非, 这些变化从不同的侧面反映了无线信道的一些基本特征, 是无线信道对传输信号产生作用的一些具体表现形式, 根据这些变化可以研究无线信道的典型特征^[19]。

1. 无线电波的传播损耗

无线电波在自由空间的传播是一种最基本、最简单的方式。所谓自由空间是指满足下述条件的一种理想空间: ①均匀无损耗、体积无限大; ②各项同性的传播介质; ③电导率为零。应用电磁场理论不难推出^[20], 在自由空间传播环境下, 传播损耗 L_s 的表达式为

$$L_s = 32.5 + 20 \lg f + 20 \lg d \quad (2.12)$$

从式 (2.12) 可以看出, 自由空间基本传播损耗 L_s 仅与频率 f 和距离 d 有关。当 f 和 d 扩大一倍时, L_s 均增加 6dB, 如 GSM1800 系统在自由空间的传播损耗就比 GSM900 系统大 6dB。

当发射机与接收机之间的距离在较大尺度上 (数百米或数千米) 变化时, 接收信号的平均功率值与信号传播距离 d 的 n 次方成反比, n 称为传播损耗指数, n 值的大小由具体的传播环境决定。对于自由空间的电波传播, n 一般取 2。

2. 无线移动信道的衰落

在陆地无线移动通信中, 发射信号往往要通过多条路径到达接收机, 这使得发射信号除了受到信道噪声影响之外还会产生附加的非线性失真。一般可将这些影响转化为无线衰落效应, 由于实际的无线信道非常复杂, 为便于分析, 往往把无线衰落信道看成是线性确定性信道。

线性确定性信道一般可用等效低通时域脉冲响应 $h(t, \tau, r)$ 来描述其特征, 其中 t 为时变参数, τ 为路径时延参数, r 为空间位置参数, 因此该信道可用三个独立域来描述, 时间域 (由时间参数 t 来表征), 时延域 (由时延参数 τ 来表征), 空间域 (由位置参数 r 来表征)。而且在相应的域上也可分别定义傅里叶变换, 经傅里叶变换得到的域称为谱域 (Spectral domain), 例如针对时间参数 t 变换得到的谱域被称为多普勒域 f 。 t 和 f 通过傅里叶变换对: $h(t, \tau, r) \leftrightarrow H(f, \tau, r)$ 相互联系。同理, 时延参数的谱域被称为频域 ν 。 τ 和 ν 通过傅里叶变换对: $h(t, \tau, r) \leftrightarrow H(t, \nu, r)$ 建立联系。位置参数 r 的谱域称为波数域 (Wavenumber domain) k 。位置参数 r 和波数域 k 通过傅里叶变换对: $h(t, \tau, r) \leftrightarrow H(t, \tau, k)$ 建立联系。

常用“扩展”和“相干”两个重要的术语来描述这类信道。所谓“扩展”是指在时域、频域和空域内分别发送一窄脉冲时，接收信号在参数空间 (τ, f, k) 中的物理扩展。所谓“相干”是指信道响应相对于另一个参数空间 (ν, t, r) 的变化。

1) 信道的扩展性

对于一般线性确定性信道，将产生三类信道扩展，分别说明如下。

(1) 时延扩展性

如果发送一个时间很窄的测试脉冲，由于不同时延的多条传播路径的信号在接收端相互叠加，接收信号的传播时延 τ 将产生一定的扩展。

(2) 多普勒扩展性

如果在频域发送一个窄的测试脉冲，接收信号一般在频谱上有一个扩展，频域中的频谱扩展范围就是多普勒扩展的大小，用公式表示为 $f_d = \nu / \lambda$ ，其中 ν 是指发射机和接收机之间相对运动的最大速度， λ 为载波的波长。

(3) 角度扩展性

散射环境使得空间参数 r 发生变化，等效于波数域中 k 的扩展，称为角度扩展。如发送一个方向性的窄脉冲，由于环境的散射，在波数域（或到达角），接收信号会产生一定的扩展，这就是角度扩展。

2) 信道的相干性

另外，还可通过考察信道在参数 (ν, t, r) 域中是否相干来描述线性确定性信道的特征，相干性的反面是选择性。如果信道响应随着某个参数成函数关系变化，那么认为该信道在该参数所在的域内是非相干（选择性）的。如果信道响应不随某个参数的变化发生明显的改变，那么该信道在对应的参数域内则具有相干性。相对于频率、时间和位置参数域的信道相干性详述如下。

(1) 频率相干或频率选择性

如果载波的幅度在所考察的频率窗口内不发生变化，那么无线信道具有频率相干性。这个考察的窗口通常是发射信号的带宽。因此在数学上，可以通过被称为相干带宽的参数 B_c 来衡量信道的频率相干性。

$$|H(t, \nu, \tau)| \approx H_0(t, r), \text{ 其中, } |\nu|, \frac{B_c}{2} \quad (2.13)$$

其中， $H_0(t, r)$ 在频率域 ν 内是常数，可以认为在频率窗口 B_c 内信道响应是基本保持不变的。使式(2.13)成立的最大 B_c 值称为相干带宽，也可以解释为信道表现静态的频率范围。事实上，如果发射信号的带宽大于信道的相干带宽，信号将出现频率失真，这种信道被称为频率选择性衰落信道。另外，如果发射信号的带宽小于信道的相干带宽，信号将不会出现频率失真，该信道被称为频率平坦衰落信道。频率选择性要引入符号间干扰，这便导致了BER（误比特率）曲线中很难减小的错误限。一般而言，信号将经历频率选择性衰落还是平坦衰落取决于通信环境（相干带宽）和发射信号（发射带宽）。

(2) 时间相干或时间选择性

如果未调载波的包络在所考察的时间窗口内不发生变化，那么无线信道具有时间相干性。信道的时间相干性可用相干时间 T_c 来表征。

$$|H(t, \nu, \tau)| \approx H_0(\nu, r), |t| \leq \frac{T_c}{2} \quad (2.14)$$

其中, $|H(t, \nu, \tau)|$ 为发送单音信号 (固定频率 ν) 接收机响应的包络, $H_0(\nu, r)$ 在时域 t 内为常数, T_c 为具有常数信道响应的时间窗口的大小。使式 (2.14) 成立的最大 T_c 值被称为相干时间, 可解释为信道表现静态的时间范围。在无线衰落信道中, 时间相干 (或时间选择性) 是由通信环境中的发射机、接收机或者散射体的运动所引起。当发射数据的符号宽度与相干时间可比拟时, 接收机很难可靠地解调出发射的信号, 因为在一个符号内的时间选择性会使接收脉冲的包络产生严重的失真。因此, 当发射符号时宽 T_s 比相干时间 T_c 长时, 称为快速衰落信道。另外, 当发射符号时宽 T_s 比相干时间 T_c 短时, 称为慢衰落信道。在极慢衰落时, 信道在整个发射帧内保持静态。

(3) 空间相干或空间选择性

如果载波的幅度相对于接收机的位置移动不发生变化, 那么无线信道具有空间相干性。在数学上, 可以通过相干距离 D_c 来量化信道的空间相干性。

$$|H(t, \nu, \tau)| \approx H_0(t, \nu), |r| \leq \frac{D_c}{2} \quad (2.15)$$

其中, $|H(t, \nu, \tau)|$ 为在给定时间 t 、以固定频率 ν 发送单音信号时, 接收机响应的包络 $H_0(t, \nu)$ 在空域 r 内为常数, D_c 为具有常数信道响应的位置移动量。使式 (2.15) 成立的最大 D_c 值被称为相干距离, 可解释为信道表现静态的位置变化范围。注意一般应考虑无线接收机是在三维空间中运动, 相干距离是接收机运动方向的函数, 即位置移动参数 r 是一个矢量, 不是标量。因此, 空间相干性的研究要比时间或频率相干的标量研究困难得多。尽管频率选择性是由于多径传播使信号以许多不同的时延 τ 到达, 但空间选择性是由于多径传播使信号从空间的不同方向到达。这些多径电波互相叠加, 在三维空间中, 产生许多有益的或有害的干扰, 以至于接收信号的功率在接收机位置少量移动时也不能保持不变。因此, 如果接收机的运动距离大于相干距离, 信道被认为是具有空间选择性或小规模衰落。另外, 如果接收机运动的距离小于相干距离, 信道被认为是空间平坦的。当需要应用空间分集 (或空间多路复用) 和波束形成时, 空间选择性衰落或空间平坦衰落很重要。例如, 为了沿着指定的方向通过天线阵列产生一束能量, 天线阵列的尺度必须符合信道的相干距离要求。另外, 为了有效地利用 MIMO 系统的空间多路复用或空间分集增益, 天线阵列的间隔必须大于信道的相干距离。

2.4 信号与系统的等效基带表示

移动通信中的无线信道是一种复杂多变的传输介质, 为确保可靠传输, 需要进行仔细的系统设计。由于 SISO 信道是 MIMO 信道的一个重要的构造模块, 因此有必要简要回顾信号与系统的时间离散的等效基带表示法。使用信号与系统的等效基带表示的目的是便于仿真, 因为仿真时一般不需要考虑比信号带宽大许多的载波频率。图 2.1 包含了一个由所有的时间连续信号分量组成的信道模型, 包括来自于发射机和接收机的信号分量。总体结构为离散时间模型, 输入 $x[k]$ 一般为由复数符号组成的序列, 符号的宽度为 T_s , 取自于某个有限字符集 X 。输出序列一般与输入序列具有相同的速率 $1/T_s$, 序列中的符号分布在复数平面 C 内。

输入数据 $x[k]$ 首先用带宽为 B 的发射滤波器 $g_T(t)$ 变换成时间连续、带宽有限的信号

$$x(t) = T_s \sum_k x[k] g_T(t - kT_s) \quad (2.16)$$

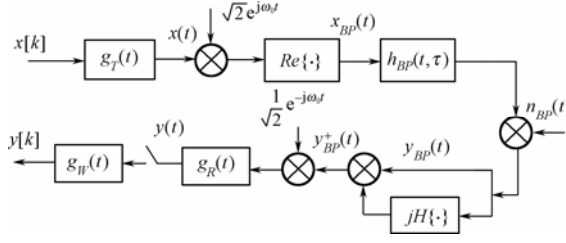


图 2.1 无线通信系统的时间离散等效基带表示框图

称 $x(t)$ 为复包络。用 X_μ 表示字符集 \mathbf{X} 中的符号，假定发射滤波器脉冲响应的能量定义为

$\int_{-\infty}^{+\infty} |g_T(t)|^2 dt = T_s^{-1}$ ，单符号 $T_s x[k] g_T(t - kT_s)$ 具有的平均能量为

$$\begin{aligned} E_s &= T_s^2 E\{|X_\mu|^2\} \int_{-\infty}^{+\infty} |g_T(t)|^2 dt \\ &= T_s E\{|X_\mu|^2\} \end{aligned} \quad (2.17)$$

产生的平均功率为 $\sigma_x^2 = E_s / T_s = E\{|X_\mu|^2\}$ 。对于零均值和独立同分布 (i.i.d) 符号 $x[k]$ ， $x(t)$ 的平均谱密度为^[21]

$$\begin{aligned} \Phi_{xx}(j\omega) &= T_s |G_T(j\omega)|^2 E\{|X_\mu|^2\} \\ &= E_s |G_T(j\omega)|^2 \end{aligned} \quad (2.18)$$

很显然，在很大的程度上与发射滤波器 $g_T(t)$ 的频谱形状有关，而与哪种调制方案无关。沿着传输方向，将 $x(t)$ 移到载波频率为 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 的带通区域，并取其实部，得到实数值的带通信号为

$$\begin{aligned} x(t)_{BP} &= \sqrt{2} \text{Re}\{x(t)e^{j\omega_0 t}\} \\ &= \sqrt{2} [x'(t) \cos(\omega_0 t) - x''(t) \sin(\omega_0 t)] \end{aligned} \quad (2.19)$$

式 (2.19) 的系数 $\sqrt{2}$ 确保信号功率在调制期间为常数。 $x_{BP}(t)$ 的平均频谱密度具有下列形式：

$$\Phi_{x_{BP} x_{BP}}(j\omega) = \frac{E_s}{2} (|G_T(j\omega - j\omega_0)|^2 + |G_T(j\omega + j\omega_0)|^2) \quad (2.20)$$

除了偏移正负 ω_0 之外，与 $\Phi_{xx}(j\omega)$ 不同之处是由于总的发射功率的限制，增加了系数 1/2。

然后将 $x_{BP}(t)$ 发送到无线移动信道，信道一般用时变脉冲响应 $h_{BP}(t, \tau)$ 和功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性噪声 $n_{BP}(t)$ 表示。

$$y_{BP}(t) = h_{BP}(t, \tau) * x_{BP}(t) + n_{BP}(t) \quad (2.21)$$

式 (2.21) 中的卷积运算定义为

$$h_{BP}(t, \tau) * x_{BP}(t) = \int_0^{+\infty} h_{BP}(t, \tau) x_{BP}(t - \tau) d\tau \quad (2.22)$$

为了将 y_{BP} 表示成基带形式，用 Hilbert 变换^[21]：

$$\mathbf{H}\{a(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{a(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (2.23)$$

$$\mathbf{F}\{\mathbf{H}\{a(t)\}\} = -j \text{sgn}(\omega) A(j\omega)$$

消除负的频率，于是，把 $j\mathbf{H}\{y_{BP}(t)\}$ 加到接收信号 $y_{BP}(t)$ 中，得到复数的解析信号为

$$y_{BP}^+(t) = y_{BP}(t) + jH\{y_{BP}(t)\}$$

$$Y_{BP}^+(j\omega) = \begin{cases} 2Y_{BP}(j\omega), & \text{对于 } \omega > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2.24)$$

负频率的频谱值便消失了。然而，对于正的频率，频谱加倍，或者说频谱的功率密度成为原来的 4 倍。根据图 2.1， $y_{BP}^+(t)$ 被移回到基带， $1/\sqrt{2}$ 的加权因子是为了确保平均功率为常数。至于背景噪声，功率谱密度变为 N_0 。

图 2.1 中接收滤波器 $g_R(t)$ 的输出为

$$y(t) = g_R(t) * h(t, \tau) * x(t) + n(t)$$

$$= \sum_k x[k] \tilde{h}(t, kT_s) + n(t) \quad (2.25)$$

其中， $h(t, \tau) = (1/2)h_{BP}^+(t, \tau)e^{-j\omega_0 t}$ 为信道冲激响应的等效基带表示， $n(t) = g_R(t) * (n^+(t)e^{-j\omega_0 t}/\sqrt{2})$ 为滤波后的背景噪声。滤波器 $\tilde{h}(t, kT_s)$ 由发射和接收滤波器以及信道的脉冲响应组成，代表离散时间信道在时刻 kT_s 关于发送脉冲的响应。

使采样输出的 SNR 达到最大的最佳接收滤波器 $g_R(t)$ 必须与信道脉冲响应 $h(t, \tau)$ 和发射滤波器 $g_T(t)$ 的卷积相匹配^[22]，即 $g_R(t) = f^*(-t)$ ， $f(t) = g_T(t) * h(t, \tau)$ 成立。为了避免连续符号之间的干扰，发射和接收滤波器一般要选择使它们的卷积满足 Nyquist 第一准则^[23]。该准则也能确保滤波和采样后的噪声保持白色，而且逐符号检测方法仍然是最佳的。然而，即使 $g_T(t) * g_R(t)$ 满足第一 Nyquist 准则，两者之间的信道脉冲响应 $h(t, \tau)$ 还会破坏这个性质，背景噪声 $n(t)$ 变成有色的。因此，需要一个预白化滤波器 $g_W[k]$ ，工作在采样速率 $1/T_s$ 上，对噪声采样值 $n(t)|_{t=kT_s}$ 进行去相关。最后，经过时间离散等效基带信道传递后的复数信号为 $y[k] = g_W[k] * y(t)|_{t=kT_s}$ ，以速率 $1/T_s$ 对 $y(t)$ 进行采样，并用 $g_W[k]$ 对它进行滤波。

在本节中，假定 $g_T(t)$ 是带宽为 $B = 1/(2T_s)$ 的理想低通滤波器。 $g_R(t)$ 与 $h(t, \tau) * g_T(t)$ 匹配，并采用理想的预白化滤波器，接收信号 $y[k]$ 具有下列形式：

$$y[k] = \sum_{m=0}^{L_t} h[k, m]x[k - m] + n[k] \quad (2.26)$$

其中， L_t 表示工作速率为 $1/T_s$ 的离散时间信道模型 $h[k, m]$ 总的滤波长度， $n[k]$ 称为加性白高斯噪声 (AWGN)。

2.5 信号检测方法

本节简要介绍信号检测的一些基本原理，特殊的信号检测方法将在后续章节中给出。假定数据是按帧传输，序列 \mathbf{x} 由 L_x 个离散、独立同分布的符号 $x[k]$ 组成，并通过单输入单输出信道传送。接收序列用 \mathbf{y} 表示，由 L_y 个符号 $y[k]$ 组成。为简化分析，只讨论未编码系统。

1. 最佳判决准则

(1) 序列检测

对于频率选择性信道，由于接收序列 \mathbf{y} 受到 ISI 的影响，接收端采用均衡方法进行处理。对于一般信道，使帧错误概率 P_f 最小的最佳判决准则是寻找序列 $\hat{\mathbf{x}}$ ，使后验概率 $P_f\{\hat{\mathbf{x}}|\mathbf{y}\}$ 达

到最大,要求在收到 \mathbf{y} 的条件下估算发送 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的概率。假定 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} 分别表示发送和接收的数据帧,应用 Bayes 准则^[24],

$$P_r\{\mathbf{X} = \tilde{\mathbf{x}} | \mathbf{Y} = \mathbf{y}\} = p_{Y|\tilde{\mathbf{x}}}(\mathbf{y}) \frac{P_r\{\mathbf{X} = \tilde{\mathbf{x}}\}}{p_Y(\mathbf{y})} \quad (2.27)$$

得到最大后验 (Maximum a posteriori, MAP) 概率的序列检测器:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} &= \arg \max_{\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}^{L_X}} P_r\{\tilde{\mathbf{x}} | \mathbf{y}\} \\ &= \arg \max_{\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}^{L_X}} [p_{Y|\tilde{\mathbf{x}}}(\mathbf{y}) P_r\{\tilde{\mathbf{x}}\}] \end{aligned} \quad (2.28)$$

其中, \mathbf{X}^{L_X} 表示长度为 L_X 的序列集合, 符号 $x[k] \in \mathbf{X}$ 。

式 (2.28) 说明 MAP 序列检测器通过 $p_{Y|\tilde{\mathbf{x}}}(\mathbf{y})$ 和序列的先验概率 $P_r\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ 体现信道影响。需要注意这里的 $p_{Y|\tilde{\mathbf{x}}}(\mathbf{y})$ 是概率密度函数, 因为 \mathbf{y} 是连续分布。相反, $P_r\{\tilde{\mathbf{x}} | \mathbf{y}\}$ 则表示概率, 因为 $\tilde{\mathbf{x}}$ 可看作是来自有限字符集 \mathbf{X}^{L_X} 中的某个假定字符, 而 \mathbf{y} 代表一个固定的约束条件。

如果任意一个 $P_r\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ 都是未知的, 则假设接收机或所有序列的先验概率服从均匀分布, 即 $P_r\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ 为常数, 此时最大似然比 (ML) 序列检测器可表示为

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}^{L_X}} p_{Y|\tilde{\mathbf{x}}}(\mathbf{y}) \quad (2.29)$$

在上述假设条件下, 式 (2.29) 表示了使 P_f 最小的最佳检测器。因为 $\tilde{\mathbf{x}}$ 中的符号 $x[k]$ 是离散集合 \mathbf{X} 中的元素, 式 (2.28) 和式 (2.29) 代表的检测器解决了利用梯度算法都不能解决的组合问题。在所有可能序列 $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}^{L_X}$ 的集合中进行无穷搜索需要付出与 $|\mathbf{X}|$ 和 L_X 成指数增长的计算量, 这在大多数实际系统中是不允许的。卷积码的译码与此问题类似, 其有效算法是由 Viterbi 于 1967 年发现的, Forney 证明了 Viterbi 算法对于检测存在 ISI 的序列是最佳的。

(2) 逐符号检测

尽管 Viterbi 算法在检测序列时能使帧错误概率最小, 但下列最佳的逐符号 MAP 检测器:

$$\begin{aligned} \hat{x}[k] &= \arg \max_{X_\mu \in \mathbf{X}} P_r\{\mathbf{X}[k] = X_\mu | \mathbf{y}\} \\ &= \arg \max_{X_\mu \in \mathbf{X}} \sum_{\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}^{L_X}, \tilde{x}[k] = X_\mu} P_r\{\mathbf{X} = \tilde{\mathbf{x}} | \mathbf{y}\} \\ &= \arg \max_{X_\mu \in \mathbf{X}} \sum_{\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}^{L_X}, \tilde{x}[k] = X_\mu} p_{Y|\tilde{\mathbf{x}}}(\mathbf{y}) P_r\{\tilde{\mathbf{x}}\} \end{aligned} \quad (2.30)$$

能使符号错误概率 P_s 最小。与式 (2.28) 比较, 显然差别在于 $\tilde{x}[k] = X_\mu$ 的所有序列 $\tilde{\mathbf{x}}$ 都对判决有贡献, 不仅仅是最可能的某个序列。两种方法不需要产生相同的判决, 为了说明这点, 列举一个实例: 假设有一个长度为 $L_X = 2$ 的序列 $\mathbf{x} = \{x[0], x[1]\}$, 二进制符号 $x[k] \in \{X_0, X_1\}$ 。条件概率 $P_r\{\tilde{\mathbf{x}} | \mathbf{y}\} = P_r\{\tilde{x}[0], \tilde{x}[1] | \mathbf{y}\}$ 各种可能的取值总结在表 2.1 中。

从表 2.1 可看出, 尽管 MAP 序列检测器以最高的后验概率 $P_r\{\tilde{\mathbf{x}} | \mathbf{y}\} = 0.27$ 传递序列 $\hat{\mathbf{x}} = [X_0, X_1]$, 逐符号检测器根据概率:

$$P_r\{\mathbf{X}[0] = X_\mu | \mathbf{y}\} = \sum_{X_\nu \in \mathbf{X}} P_r\{\mathbf{X}[0] = X_\mu, \mathbf{X}[1] = X_\nu | \mathbf{y}\} = 0.53$$

产生判决 $\hat{x}[0] = \hat{x}[1] = X_0$, 对于 $x[1]$ 类似地计算概率 $P_r\{\mathbf{X}[0] = X_\mu | \mathbf{y}\} = 0.51$, 便得到判决 $\hat{x}[1] = X_0$ 。然而两种方法的差别只是在低信噪比时看起来, 在低错误率时便消失了。

此外, 对于未知先验概率或均匀分布序列, 对应的逐符号 ML 检测器表示如下:

$$\begin{aligned}
\hat{x}[k] &= \arg \max_{X_\mu \in X} p_{Y|X[k]=X_\mu}(\mathbf{y}) \\
&= \arg \max_{X_\mu \in X} \sum_{\tilde{x} \in X^{L_X}, \tilde{x}[k]=X_\mu} p_{Y|\tilde{x}}(\mathbf{y})
\end{aligned} \quad (2.31)$$

表 2.1 序列和逐符号 MAP 检测器说明

$P_r\{\tilde{x}[0], \tilde{x}[1] \mathbf{y}\}$	$\tilde{x}[1] = X_0$	$\tilde{x}[1] = X_1$	$P_r\{\tilde{x}[0] \mathbf{y}\}$
$\tilde{x}[0] = X_0$	0.26	0.27	0.53
$\tilde{x}[0] = X_1$	0.25	0.22	0.47
$P_r\{\tilde{x}[1] \mathbf{y}\}$	0.51	0.49	

对于类似于 AWGN 和平衰落的无记忆信道以及独立同分布的符号 $x[k]$ ，后验概率 $P_r\{\tilde{x} | \mathbf{y}\}$ 可以分解为 $\prod_k P_r\{\tilde{x}[k] | y[k]\}$ 。因此检测器不再需要考虑整个序列，而是采用逐符号判决。此时，可以省去时间指数 k ，式 (2.30) 变成

$$\hat{x} = \arg \max_{X_\mu \in X} Pr(X = X_\mu | \mathbf{y}) \quad (2.32)$$

同理，式 (2.31) 的 ML 检测器退化为

$$\hat{x} = \arg \max_{X_\mu \in X} p_{Y|X_\mu}(\mathbf{y}) \quad (2.33)$$

2. AWGN信道中的错误概率

本节将给出确定判决错误概率的一般方法，有关推导只限于无记忆信道，但也可以推广到有记忆信道或网格编码系统。在这些情形中，要求考虑的是矢量而不是符号。对于简单的 AWGN 信道： $y=x+n$ ，式 (2.33) 的概率密度函数 $p_{Y|X_\mu(y)}$ 具有下列形式[21]：

$$p_{Y|X_\mu(y)} = \frac{1}{\pi \sigma_N^2} \exp \left\{ -\frac{|y - X_\mu|^2}{\sigma_N^2} \right\} \quad (2.34)$$

结合式 (2.34)，可以对式 (2.33) 做出几何解释，它表明了 ML 检测器确定了 \mathbf{X} 中使平方欧几里得 (Euclidean) 距离 $|y - X_\mu|^2$ 最小的符号 X_μ 。对于符号 X_μ ，判决范围定义如下：

$$\mathbf{D}_\mu = \{y \mid |y - X_\mu|^2 < |y - X_\nu|^2, \forall X_\nu \neq X_\mu\} \quad (2.35)$$

式 (2.35) 表示所有符号 $y \in \mathbf{D}$ 到 X_μ 的欧几里得距离小于到任何其他符号 X_ν 的欧几里得距离， $X_\nu \neq X_\mu$ 。 \mathbf{D}_μ 的补集表示为 $\bar{\mathbf{D}}_\mu$ 。假定发送 X_μ ，如果 $y \notin \mathbf{D}_\mu$ ，或者 $y \in \bar{\mathbf{D}}_\mu$ ，便发生了检测错误。补集也可表示为并集 $\bar{\mathbf{D}}_\mu = \bigcup_{\nu \neq \mu} \bar{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}$ ，其中

$$\bar{\mathbf{D}}_{\mu,\nu} = \{y \mid |y - X_\mu|^2 > |y - X_\nu|^2\} \quad (2.36)$$

式 (2.36) 表示所有符号 $y \in \mathbf{D}$ 到特定 X_ν 的欧几里得距离比到 X_μ 的欧几里得距离要小，但这并不意味着 X_ν 到 $y \in \bar{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}$ 的距离是所有符号到 $y \in \bar{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}$ 的距离中的最小距离。符号错误概率可以用著名的联合界来近似^[21]：

$$\begin{aligned}
P_s(X_\mu) &= P_r\{y \in \bar{\mathbf{D}}_\mu\} \\
&= P_r\left\{y \in \bigcup_{\nu \neq \mu} \bar{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}\right\} \\
&\leq \sum_{\nu \neq \mu} P_r\{y \in \bar{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}\}
\end{aligned} \quad (2.37)$$

当且仅当集合 $\overline{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}$ 不相交时, 式 (2.37) 中的等式成立。由于在许多情形, 确定成对 (pairwise) 集合 $\overline{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}$ 要比精确描述判决区域 \mathbf{D}_μ 要容易得多, 联合界的计算量也可大大降低。把 $y = X_\mu + n$ 代入式 (2.36) 得到:

$$\begin{aligned} P_r \{y \in \overline{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}\} &= P_r \{|y - X_\mu|^2 > |y - X_\nu|^2\} \\ &= P_r \{|N|^2 > |X_\mu - X_\nu + N|^2\} \\ &= P_r \{\underbrace{\operatorname{Re}\{(X_\mu - X_\nu)N^*\}}_{\eta} < -\frac{1}{2}\underbrace{|X_\mu - X_\nu|^2}_{\xi}\} \end{aligned} \quad (2.38)$$

在式 (2.38) 中, η 是一个新的零均值高斯分布实随机变量, 方差为 $\sigma_\eta^2 = |X_\mu - X_\nu|^2 \sigma_N^2 / 2$, 且 ξ 为负常数, 于是得到下列积分:

$$P_r \{y \in \overline{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}\} = \frac{1}{\sqrt{\pi |X_\mu - X_\nu|^2 \sigma_N^2}} \int_{-\infty}^{-|X_\mu - X_\nu|^2 / 2} \exp \left\{ -\frac{\eta^2}{|X_\mu - X_\nu|^2 \sigma_N^2} \right\} d\eta \quad (2.39)$$

它的解不是封闭形式。利用互补误差函数^[21]

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-\eta^2} d\eta = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\eta^2} d\eta = 1 - \operatorname{erf}(x) \quad (2.40)$$

和代换 $\xi = \eta / (|X_\mu - X_\nu| \sigma_N)$, 得到符号 X_μ 和 X_ν 之间的成对错误概率:

$$P_r \{y \in \overline{\mathbf{D}}_{\mu,\nu}\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{|X_\mu - X_\nu|^2}{4\sigma_N^2}} \right) \quad (2.41)$$

再用平均符号功率 σ_X^2 归一化平方欧几里得距离 $|X_\mu - X_\nu|^2$, 得

$$\Delta_{\mu,\nu}^2 = \frac{|X_\mu - X_\nu|^2}{\sigma_N^2} = \frac{|X_\mu - X_\nu|^2}{E_s / T_s} \quad (2.42)$$

因此利用关系式 $\sigma_X^2 / \sigma_N^2 = E_s / N_0$ ^[21], 平均错误概率的计算如下:

$$\begin{aligned} P_s &= E\{P_s(X_\mu)\} \\ &= \sum_{X_\mu} P_s(X_\mu) P_r\{X_\mu\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{X_\mu} P_r\{X_\mu\} \sum_{X_\nu \neq X_\mu} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{\Delta_{\mu,\nu}}{2} \right)^2 \frac{E_s}{N_0}} \right) \end{aligned} \quad (2.43)$$

式 (2.43) 表明符号错误概率只与参与检测的符号间的平方欧几里得距离和信噪比有关。

2.6 数字调制技术

所谓调制就是把信源的编码符号变换成适合信道传输的过程。一般来说, 是把基带信号转变为一个相对频率非常高的带通信号。这个带通信号称为已调信号, 而基带信号则称为调制信号。通常调制可通过改变高频载波的幅度、频率或者相位, 使之随着调制信号幅度变化而变化, 而解调则是将基带信号从高频载波中提取出来以便进一步处理或解析的过程。

1. 数字调制的一般原理

由于数字调制有许多的优点，并且将逐步取代传统的模拟调制，因此本章以讨论数字调制方式为主，而且给出的分析是基于线性数字调制方案，即调制是无记忆的。如图 2.1 所示，假定发射机和接收机中的低通滤波器 $g_T(t)$ 和 $g_R(t)$ 是理想的，因此分析的重点将放在信道输入端的时间离散等效基带信号 $x[k]$ 。

调制器只是完成简单的映射，从二进制数据流中提取 m 个连续的比特，并把 m 元组 $\tilde{b}[k] = \{b[mk], \dots, b[m(k+1)-1]\}$ ， $k = \lfloor l/m \rfloor$ 映射成 $M = 2^m$ 个可能的符号 X_μ 之一。它们形成的信号字符集 $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{M-1}\}$ 与调制的类型有关。假定所有的符号等概率分布，式 (2.17) 传输的平均符号能量为

$$\begin{aligned} E_s &= T_s E\{|X_\mu|^2\} \\ &= T_s \sum_{\mu=0}^{M-1} P_r\{X_\mu\} |X_\mu|^2 \\ &= \frac{T_s}{M} \sum_{\mu=0}^{M-1} |X_\mu|^2 \end{aligned} \quad (2.44)$$

当比较不同字符集大小的调制方案的性能时，为了公平起见，必须考虑每个符号的不同比特数。这可以通过计算相对于每个比特的平均能量 ($E_b = E_s/m$) 的性能来达到，此时 SNR 用 E_b/N_0 来表示，而不是 E_s/N_0 。

2. 调制信号的几何表示

可以认为数字调制是从一组有限的信号波形中选取与输入调制器的信息比特相对应的特定信号波形 $s_i(t)$ 。如果总共有 M 个可能的波形，则调制信号集 \mathbf{S} 可表示为

$$\mathbf{S} = \{s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)\}。$$

对于二进制调制，如果将一个二进制比特直接映射成信号波形， \mathbf{S} 只有两种选择波形。对于多进制调制，调制信号集包含两种以上的信号波形，而每一种波形可以表示一个比特以上的信息。对大小为 M 的信号集，每个符号最多可以携带 $\log_2 M$ 比特的信息。

如果将 \mathbf{S} 中的每个元素看成是矢量空间中的一个点，那么调制信号集便映射成一个矢量空间，调制信号的矢量表示有助于对特定调制方案更深层次的理解，而且适用于任何类型的调制方式。

调制信号几何表示的基础是：矢量空间中物理上可实现的任何有限波形集，都可以表示为该矢量空间中形成基函数的 N 个标准正交波形的线性组合。为在矢量空间中表示调制信号，必须找出构成矢量空间的基函数。一旦确定了基函数，矢量空间中的任意一点，都可表示为基函数： $\{\varphi_j(t) | j=1, 2, \dots, N\}$ 的线性组合，即

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \varphi_j(t) \quad (2.45)$$

其中， a_{ij} 为组合系数且基函数在时间轴上互相正交，即

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = 0, \quad i \neq j \quad (2.46)$$

每个基函数都归一化为单位能量，即

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_i^2(t) dt = 1 \quad (2.47)$$

可以把基函数视为矢量空间坐标系统的组成部分。Gram-Schmidt 给出了获取给定信号集的基函数的一种系统方法^[19]。

对于 BPSK 调制信号集，有 $s_2(t) = -s_1(t)$ ，

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T_b \quad (2.48)$$

其中， E_b 为每比特的能量， T_b 是比特周期，假设矩形脉冲波形为 $R(t) = \Pi((t - T_b/2) / T_b)$ ，该信号集的 $\varphi_i(t)$ 只包括一个波形 $\varphi_1(t)$ ，即

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T_b \quad (2.49)$$

利用 $\varphi_1(t)$ ，BPSK 信号集的基函数可表示为

$$S = \{\sqrt{E_b} \varphi_1(t), -\sqrt{E_b} \varphi_1(t)\} \quad (2.50)$$

该信号集的几何表示如图 2.2 所示。这种表示图形也称为调制信号的星座图，它提供了每种可能符号状态的复包络的图形化表示。星座图的 x 轴表示复包络的同相分量， y 轴表示复包络的正交分量。星座图上信号间的距离与各调制波形有多大差异有关，而且还与当存在随机噪声时接收机分辨所有可能信号的能力有关。

值得注意的是，基信号数总是小于或等于信号集中的信号数。能表示整个调制信号集所需的基信号数称为矢量空间的维数。如果基信号与调制信号集里信号一样多，那么调制信号集中的各个信号必须互相正交。

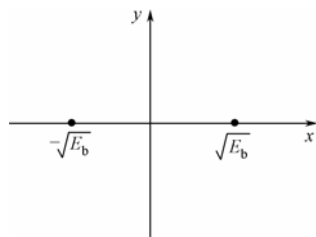


图 2.2 BPSK 调制信号的星座图

3. 调制器的映射策略

尽管误符号率只与符号的几何排列和 SNR 有关，误比特率也受 m 元组 $\tilde{b}[k]$ 到符号 X_μ 的特定映射的影响。在许多情形，应用格雷 (Gray) 映射，确保相邻的符号只有一个比特不同。如果接收机中错误事件主要是由相邻符号混淆引起 (大多数情形是如此)，这样得到的误比特率最小。因此，可以得到一个较紧的近似式

$$P_b \approx \frac{1}{m} p_s \quad (2.51)$$

另一方法是自然映射，它只是列出所有的符号 (例如，对于 BPSK，从最小的相位开始，按照逆时针方向)，给它们分配一个相应数目的二进制数表示式。对于这两种映射方案，精确的误比特率计算要求考虑两个被检测符号 X_μ 和 X_ν 之间特定的错误概率 $P_r\{y \in \bar{D}_{\mu,\nu}\}$ ，以及有关二进制表示式中对应不同比特的数目 $\omega_{\mu,\nu}$ ，因此精确的误比特率具有下列形式：

$$P_b = \sum_{X_\mu} P_r\{X_\mu\} \sum_{X_\nu \neq X_\mu} \omega_{\mu,\nu} P_r\{y \in \bar{D}_{\mu,\nu}\} \quad (2.52)$$

4. 调制器的性能分析

调制方案的某些性质可以从它的星座图中推断出来。例如，调制信号占用的带宽是随着信号点数 / 维数的增加而下降。因此，如果一种调制方案的星座很密集，它的带宽效率就比星座稀疏的调制方案要高。但必须注意，已调信号占用的带宽随星座维数 N 的增大而增加。

比特错误概率与星座中最近两点之间的距离成正比，这意味着星座密集的调制方案比星座稀疏的调制方案能量效率要低。

在噪声功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声信道 (AWGN) 中，对于任意星座，符号差错概率的一个简单上界，可由联合界得到^[21]。联合界提供了对特定调制信号平均差错概率标志性的估计值 $P_s(\varepsilon | s_i)$ ，且

$$P_s(\varepsilon | s_i) \leq \sum_{j=1, j \neq i} Q\left(\frac{d_{ij}}{\sqrt{2N_0}}\right) \quad (2.53)$$

其中， d_{ij} 为星座中第 i 个信号点与第 j 个信号点之间的欧几里得 (Euclidean) 距离， Q 函数定义如下：

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (2.54)$$

如果所有 M 种调制波形同等地传输，那么调制的平均差错概率可估算为

$$P_s(\varepsilon) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_s(\varepsilon | s_i) \quad (2.55)$$

对于对称星座，所有星座点之间的距离都相等，则条件差错概率 $P_s(\varepsilon | s_i)$ 对所有的 i 值也都相等。因此式 (2.53) 给出了特定星座集的平均符号差错概率。

在许多现代通信系统中，调制的类型和调制符号集的大小并不是固定的，可以按瞬时信道条件和用户的数据速率要求自动地选择，也称为自适应调制。这些调制方案要求发射方已知信道的某种状态信息，如信噪比 SNR 可用于在要求的错误概率限制条件下，确定最高可能的调制阶次。自适应调制方案已经应用于无线局域网标准 IEEE 802.11g^[25] 和 UMTS 的高速下行分组接入 (HSDPA) 传输中^[26]。

2.7 分集技术

在无线移动通信系统中，使用分集技术的主要目的是为了减小深度衰落的影响和提高信息传输的可靠性，而且一般不会因此增加信号的发射功率或者牺牲信道带宽^[19, 27]。通常分集技术有不同的分类方法，如根据发射方或接收方是否使用多根天线，可以把分集技术分成两大类：发射天线分集和接收天线分集。事实上，分集技术最早是应用在接收方。所谓接收天线分集是指在接收方使用多根天线接收发射信号的独立副本，并对这些副本进行适当的合并来降低多径衰落的影响，并且提高总的接收信噪比。发射天线分集则是指在发射方使用多根天线，要发射的数据经过适当的编码和调制后由这些天线辐射出去。

1. 接收天线分集

接收天线分集是通过多根天线接收发射信号的多个副本，每个副本携带相同的信息，但要求在统计特性上是相互独立的或者具有较小的相关性。各天线之间的距离要满足一定的要求，然后采用本节介绍的方法将这些样值进行合并，可以有效地降低信道衰落的影响，从而提高传输系统的可靠性。分集的基本思想是接收到的所有衰落样值同时低于给定电平的概率要比任何单个衰落样值低于给定电平的概率小得多。如果取两个或多个接收信号样值，而这些样值是以独立或不相关的方式衰落，那么这些样值中有些可能衰落较严重，另一些则衰减得较少。

2. 常用的分集合并方法

分集技术的关键在于减小不同分集子信道同时出现深衰落的概率。接收分集技术的性能通常取决于接收方是如何合并多个接收信号副本，以使总的接收 SNR 得到提高。按接收方使用合并方法的类型，以及接收方实现复杂性与合并方法所需信道状态信息的程度，可以将常用的分集合并方法依次分为选择式合并、开关式合并、最大比值合并 (MRC) 和等增益合并 (EGC)^[19, 27]。

(1) 选择式合并

选择式合并方法比较简单，只要在每个符号持续时间内选择具有最大瞬时信噪比 (SNR) 的信号作为输出，输出信号的 SNR 就是输入信号中最好的 SNR。为便于测量，在实际使用中，通常选择信号与噪声功率之和为最大信号作为输出。

(2) 开关式合并

开关式合并方法要求接收机扫描所有的分集支路，并选择 SNR 在某个预设门限之上的特定支路作为输出信号，直到该信号的 SNR 降低到所设的门限值之下为止。当 SNR 低于设定的门限时，接收机开始重新扫描并切换到另一个支路。

与选择式合并方法比较，开关式合并方法的性能可能要差，因为开关式合并并非连续地选择最好的瞬时信号作为输出。但是，由于开关式合并不需要同时连续监视所有的分集支路，因此这种方法实现简单。

不管选择式合并还是开关式合并，输出信号只取自于所有分集支路中的一个信号。此外，不需要信道状态的任何信息。因此，这两种合并方法既可与相干调制联合使用，也可与非相干调制联合使用^[28]。

(3) 最大比值合并

最大比值合并的输出信号为所有接收信号的加权之和，即

$$r = \sum_{i=1}^{n_R} \alpha_i r_i \quad (2.56)$$

其中， r_i 代表第 i 根接收天线的接收信号， α_i 为第 i 根接收天线的加权因子。选择每根接收天线的加权因子使其信号与噪声功率的比值成正比。令 A_i 和 φ_i 分别为接收信号 r_i 的幅度和相位。并假设每根接收天线的平均噪声功率相同，则 α_i 可表示为

$$\alpha_i = A_i \exp(-j\varphi_i) \quad (2.57)$$

由于此方法能达到最大输出 SNR，因此也称为最优合并。已经证明^[19]，最大输出 SNR 等于所有单个接收信号的瞬时 SNR 之和。

此方案中参加合并的各支路信号必须相位对齐，用各自的幅度加权后求和。由于此方法需要知道信号衰落幅度和信号的相位，因此只能与相干检测联用，而不能与非相干检测联用^[27]。

(4) 等增益合并

等增益合并不要求估计每个支路的衰落幅度，接收机只要将加权因子的幅度置为 1，即

$$\alpha_i = \exp(-j\varphi_i) \quad (2.58)$$

按这种方式，先将所有的接收信号的相位校准，再按等增益相加。等增益合并的性能只是在边缘上比最大比值合并差，但其实现的复杂性要比最大比值合并低许多，是一种次优但比较简单的线性合并方法。

3. 发射天线分集

发射天线分集是指使用多根独立的天线或天线阵列，把发射信号的多个副本以空间冗余的形式提供给接收方。与广泛使用的接收天线分集相比，发射天线分集实现较困难，因而以往一段时间对发射天线分集的关注较少^[29]。主要原因有两点，一是由于从多根天线发出的信号在到达接收机之前在空中已混在一起，为了分离接收到的信号并用于分集，发射方和接收方都要付出额外的计算量；二是与通常可以估计衰落信道的接收机不同，如果不从接收方向给发射方反馈信息，发射方就没有瞬时的信道信息可用^[30]。

目前的研究表明发射天线分集可以显著地提高通信系统的信道容量^[31]，研究人员已提出了许多发射天线分集的方案^[29]。可以将这些方案分为两类：闭环方案和开环方案。它们之间的差别在于前者的发射方需要信道的信息，该信息一般通过反馈信道从接收方获取，而对于后者，发射方不需要信道的任何信息^[30]。

(1) 闭环发射分集

对于闭环发射分集系统，可以选择不同的加权因子将已调信号从多根天线上发射出去。为了使接收信号功率或信道容量达到最大，需要根据信道的状态信息自适应地选择发射天线的加权因子。但在实际的移动通信系统中，用户的移动性和周围环境的变化都会引起信道快速变化，给信道的估计和跟踪带来较大的困难。不准确的信道估计值，以及以前信道状态和目前信道条件之间的失配都会降低接收信号的 SNR，从而影响闭环发射分集系统的性能。

(2) 开环发射分集

对于开环发射分集方案，要发射的数据通常先在发射方进行处理，然后从多根天线上发送出去。为了使接收方能够利用接收信号内在的分集，发射方需要设计合理的信号处理方案。在接收方，使用信号检测技术来恢复发送的数据。延时发射分集方案是典型的例子^[32~34]，其中相同符号的副本在不同时间通过多根天线发送出去。在接收方，从第二根到第 n_T 根天线发射的延迟信号就类似于第一根天线发射信号的多径失真。该多径失真可以通过最大似然序列估计 (MLSE) 或者最小均方误差 (MMSE) 均衡器来加以利用，从而取得分集增益。从某种意义上说，这种延迟分集是一种最佳的发射分集方法，因为它不增加带宽就能取得由发射天线数确定的最大可能的发射分集阶次^[35, 36]。

目前的蜂窝移动通信系统中，基站使用多根接收天线的目的主要有两个：一是为了抑制信道间的干扰，二是使信道衰落的影响最小化。在 GSM 和 IS-136 系统中，基站使用多根天线是创建上行链路（从移动台到基站）的接收分集，补偿来自移动台相对较低的发射功率。能提高上行链路的质量和通信距离。但对于下行链路（从基站到移动台），移动台就很难利用接收天线分集。首先，体积较小的便携移动台不便安装两根以上的天线。其次，多根接收天线需要多套 RF 下变频器，为此要消耗更多功率，而移动台的能量是有限的。因此下行链路中采用发射天线分集似乎更实际些。在基站安装多根发射天线，并为多个发射提供额外的功率比较容易。发射天线分集降低了接收方所需的处理功率，使系统结构更简单、功耗更小、成本更低。发射天线分集还可以与接收天线分集联合使用，进一步提高系统性能。

4. 三种常用的分集方法

(1) 频域分集

所谓频域分集是指发送方使用多个不同的频率发射相同的信息，接收方选择适当的分集合并方法，将在不同频率上接收到的信号进行合并，从而获取频域分集增益。各个发射频率

的间隔必须足够大，至少应大于信道的相干带宽，以确保每个频率的衰落是相互独立的。一般而言，不同的传播环境，信道相干带宽是不同的。在通常的移动通信系统中，一般不直接采用这种频域分集方法，因为相干带宽很大时，要耗费过多的频率资源。但在扩频系统中，隐含了频域分集，因为码片的速率一般要大于信道的相干带宽。但是，当信道的相干带宽大于扩频后的带宽时，多径时延扩展相对于符号周期就显得小了。这时就无法用扩频技术实现频域分集。由于频域中引入的冗余，因此频域分集使带宽效率受到损失。

(2) 时域分集

所谓时域分集是指发送方使用多个不同的时隙发送相同的信息，接收方选择适当的分集合并方法，将不同时隙上接收到的信号进行合并，从而获取时域分集增益。为了确保接收方收到独立的衰落信号，最小的时隙间隔要求不小于信道的相干时间。相干时间是相干信道衰落过程的时间周期的统计测量值。最简单的时域分集是将发送的数据重复 n 次，这相当于产生了一个 $(n, 1)$ 分组码，因此一般应用纠错编码和交织技术来实现时间分集，其中发射信号的副本是以纠错编码引入的时域冗余形式提供给接收方^[29]。由于时间交织器提供了发射信号副本之间所需的时间间隔，从而在译码器的输入端可以得到独立衰落的信号。由于时间交织要产生译码延迟，因此该技术一般对于信道相干时间小的快衰落信道有效。对于慢衰落信道，较大的交织器可能导致太大的延迟，这对时延敏感的应用是不能容忍的，如语音传输。这种限制使时域分集在某些移动无线系统中无法使用。例如，当移动台静止不动时，时域分集将无助于减少衰落效应。由于时域中引入了冗余，因此使带宽利用率受到损失。

(3) 空域分集

空域分集也称为天线分集，主要是指上述的接收天线分集或发射天线分集。但如果天线能支持不同的极化方式，则可以使用极化分集。如果能控制天线在不同的角度发送和接收信号，还可使用角度分集。在空域分集中，发射信号副本是以空域冗余的形式提供给接收方的。与时域分集和频域分集不同，空域分集不会使带宽效率有任何损失。对于未来的高速无线数据通信，这一特性是很有吸引力的。

极化分集和角度分集可以看成是空域分集的两个特例^[37]。在极化分集中，通过两根不同极化的天线发射水平极化信号和垂直极化信号，并用两根不同极化的天线接收。由于极化方式不同，两根天线不用相隔很远就可使两个信号不相关^[29]。角度分集通常用于发射频率大于 10GHz 的传输。这种情况下，由于发射信号在空域发生很大的散射，来自不同方向的接收信号相互独立。于是，在接收方用两根或多根定向天线指向不同的方向，接收不相关的发射信号副本^[38]。

在实际的通信系统中，为了满足系统的性能要求，常常将两种或多种常用分集方法合起来使用，以实现多维分集^[27]。例如，在 GSM 蜂窝系统中，基站使用多根接收天线，并利用交织与纠错编码技术同时实现空域和时域分集。

2.8 小结

MIMO 技术与无线通信及相关学科的许多基础理论有关，本章主要归纳了以往研究和应用中涉及的一些基本知识和原理。使用较多的数学工具是矩阵，包括矩阵的分析和计算。除此之外，还有集合、概率和随机过程等，受篇幅限制，这些知识未单独列出。无线移动信道

的特征主要表现为损耗和衰落，对于信道衰落，主要从线性确定性信道的等效低通脉冲响应着手，给出了时域和谱域常用的描述参数。以信道“扩展”和“相干”为主线，讨论了时延扩展、多普勒扩展和角度扩展，以及频率相干、时间相干和空间相干等概念。说明了相干带宽、相干时间和相干距离与发射信号的频宽、时宽和收发位置相对变化的关系决定了信道是频率选择性、时间选择性还是空间选择性衰落。给出信号和系统的等效基带表示模型是为了方便后续 MIMO 技术实现算法仿真和系统性能评估。对于信号检测方法，以序列检测和逐符号检测的基本原理分析为主。数字调制技术一节中主要讨论了重要的线性调制方案，包括性能分析。随着调制字符集的增大，频谱效率和误码概率同时增加，因此必须寻找折中。最后归纳了常用的分集技术，描述了基本的实现原理，给出了几种常用的分集合并方法，重点放在发射天线分集和接收天线分集，因为它们是 MIMO 技术的基础。本质上看，分集减小了不同子信道同时出现深衰落的概率，降低了接收机输出端的 SNR 变化，使瞬时错误的方差变小。

第3章 MIMO空时信道的理论模型和仿真



本章内容提要

本章对 MIMO 无线信道模型进行研究的目的是想尽可能地再现真实的通信环境,使无线电波在空间传播时所受到的影响能得到充分的反映。为此作者对目前已发表文献中提出的一些空时信道模型理论进行了详细的研究,在此基础上,根据接收信号的平均到达角和扩展角、功率方位谱、多普勒谱和收发两端天线的拓扑结构,综合了一个多抽头的宽带 MIMO 信道模型。在仿真方面,利用 MATLAB 和 C 语言,创建了一个 MIMO 无线信道仿真平台,可用于移动通信的上行或下行链路的 MIMO 信道的仿真,该仿真平台为第 4 章 MIMO 信道容量的分析、第 6 章算法仿真提供了一个强有力的工具。同时还研究了多天线的位罝误差对天线阵列的相关函数的影响。

3.1 引言

在无线通信中,由于传播信道的复杂性,发射出去的信号在空间要经过若干次反射、折射、散射和衍射(绕射),以及受阴影效应、多径效应和多普勒效应的影响,从而产生各种衰落和扩展,加上一些未知的干扰,严重地妨碍了信号的正确接收。在传统的单天线发送和单天线接收(单输入单输出, SISO)的无线通信中,常用瑞利分布和莱斯分布来作为近似信道特征的模型,当发射端和接收端之间不存在直接传播路径(NLOS)时,瑞利衰落能够很好地描述信道的特性。而如果发射端和接收端之间存在直接传播路径(LOS)时,则要采用莱斯分布模型来描述信道的特性。国际上也有统一的信道模型标准^[5]。而在多天线发射和多天线接收(多输入多输出, MIMO)的通信系统中,描述信道的特性的模型要复杂的多,自 Telatar^[3]和 Foschini^[4]发表有关 MIMO 系统的信道容量的文章以来,广大研究人员就开始了对此信道特性的探索,包括实际测量和理论建模,到目前还远未停止。这关系到 MIMO 系统理论上的巨大容量,实际中的具体实现问题,能否实现以及如何实现?为此建立了许许多多的空时信道模型。归纳起来,大致可分为两大类型,即确定性的空时信道模型和随机型的空时信道模型。在确定性的模型中,两种有代表性的模型是双向信道模型和射线跟踪模型,而在随机型模型中,以相关模型和基于空间或几何结构的模型居多,其次还有带参数的模型和散射模型等。

3.2 确定性的MIMO信道模型

1. 双向传播的信道模型

之所以称双向传播信道模型是因为它包含了收发两端天线阵列的有关信息。为了把天线和自由空间对传输信号的作用分开,在这里把信道分为一般的无线信道和自由空间传播信道,如图 3.1 所示。后者用双向信道来描述,此信道中不含发射天线和接收天线,且信道的脉冲响应用 $h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T)$ 来表示,其中 τ 代表时延, φ_R 和 φ_T 分别表示接收端的到达角和发射端的离开角。而前者用全向信道来描述,此信道包括收发两端的的天线,信道的脉冲响应为 $h(t, \tau)$ 。介于两者之间的信道称为单向信道,即一端包括天线,另一端不包括天线,包括天线的一端假定使用全向天线,另一端则使用方向性的天线,单向信道的脉冲响应用 $h(t, \tau, \varphi_R)$ 或 $h(t, \tau, \varphi_T)$ 来表示。这样划分信道的理由主要是便于研究信道的一般特性,因为从理论上说,如果考虑信道的一般特性,信道的表示应该与使用天线的类型无关,因此,无论是发射天线还是接收天线,必须从信道中分离出来研究。对于发射端和接收端配有多根天线的系统来说,双向信道的描述十分有用,因为这种描述便于精确估计 MIMO 无线系统的实际容量。

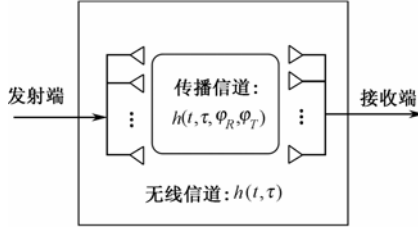


图 3.1 双向传播信道的模型示意图

上述三种信道的脉冲响应 $h(t, \tau)$ 、 $h(t, \tau, \varphi_R)$ 或 $h(t, \tau, \varphi_T)$ 、 $h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T)$ 之间的关系为

$$h(t, \tau, \varphi_R) = \int_{-\pi}^{\pi} h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T) g_T(\varphi_T) d\varphi_T \quad (3.1)$$

$$h(t, \tau) = \int_{-\pi}^{\pi} h(t, \tau, \varphi_R) g_R(\varphi_R) d\varphi_R \quad (3.2)$$

式中, $g_T(\varphi_T)$ 、 $g_R(\varphi_R)$ 分别表示发射天线和接收天线的复数增益。

在无线传输的一个链路中,双向信道模型可以简单地分成下列三个功能模块^[39]。

(1) 发射天线模块

发射天线模块把信号的能量按所要求的离开角 (DOD) 进行分配,有效的 DOD 从双向信道在特定的传播条件下提供的输入方向参数中选择。

(2) 双向信道

双向信道包括发射机和接收机天线末端之间所有 N 条可分辨的传播路径,每条路径的延时为 τ_i 、复数加权因子为 $H_i e^{j\phi_i}$,发射端的每一个 DOD 与接收端每一个 DOA 相对应,信道的脉冲响应可表示为

$$h(\tau, \varphi_R, \varphi_T) = \sum_{i=1}^N H_i e^{j\phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \delta(\varphi_R - \varphi_{R,i}) \delta(\varphi_T - \varphi_{T,i}) \quad (3.3)$$

一般来说,式 (3.3) 中的多径参数 τ_i 、 $\varphi_{R,i}$ 、 $\varphi_{T,i}$ 、 $H_i e^{j\phi_i}$ 都和绝对时间有关,这样传播

过程中的一组多径分量也将发生变化,由 N 变成 $N(t)$,然而考虑大多数测量方案的静态特性,一般假定这些参数不随时间变化。

(3) 接收天线模块

接收天线模块的作用是从 DOA 中通过系数加权组合,采集所需要的信号分量。对于任意的天线星座, MIMO 信道的响应可以通过下式来计算:

$$y(t, \tau, \bar{x}_R, \bar{x}_T) = \sum_{i=1}^N h(t, \tau, \varphi_{R,i}, \varphi_{T,i}) g_R(\varphi_R) g_T(\varphi_T) e^{j\langle \bar{k}(\varphi_{R,i}) | \bar{x}_R \rangle} e^{j\langle \bar{k}(\varphi_{T,i}) | \bar{x}_T \rangle} \quad (3.4)$$

式中, N 为多径分量的总数, \bar{x}_R 和 \bar{x}_T 为所选天线单元的位置矢量,矢量的参考点可以任意选择,但要求选择在对应的阵列上,而

$$\langle \bar{k}(\varphi, \varepsilon) | \bar{x} \rangle = \frac{2\pi}{\lambda} (x \cos \varepsilon \cos \varphi + y \sin \varepsilon \sin \varphi) \quad (3.5)$$

式中, ε 代表仰角,从水平面上开始测量,考虑公式的完整性,上式是以方位角和仰角的形式给出。

2. 二维射线跟踪模型

1) 二维 (2D) 分析的理由

(1) MIMO 系统在大多数情况下使用的天线阵列是线性阵列,天线单元是沿水平线分布(或垂直线分布),意味着此天线阵不能区分从不同高度到达的信号分量。

(2) MIMO 系统的大多数室内方案中,反射面不是垂直的就是水平的,这意味着从发射机离开时,假如是处在相同垂直平面内的射线,即使遇到地面或天花板的反射,它们仍然在同一垂直平面内继续传播。如果遇到一堵高墙,所有的射线也将反射到相同的垂直平面内,它们的方位角可以用 2D 射线跟踪方法来预测。接收端的天线阵列在方位上将不能区分它们,因此所有这些射线将被当做单一分量来对待,它们的路径可以在二维平面内来跟踪。

2) 典型的射线跟踪方法

(1) 发送射线分析法^[40]

在发射端和在预定的方向上发送有限数量的射线,并跟踪它们,直到落在接收机的附近。然而使用这种方法很难找到所有可能精确到达接收端的多径分量,因为到达接收机的潜在分量也许有无数多个。利用这种分析方法得到的 MIMO 无线模型如图 3.2 所示,假定发射机和接收机对称地分布在两个平行的反射面之内,发射机和接收机之间距离为 d ,两个平行的反射面之间的距离为 W 。

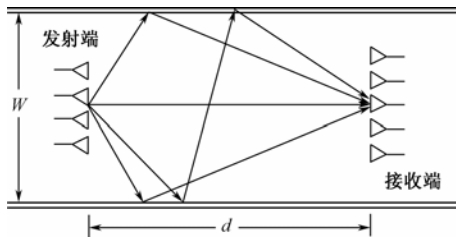


图 3.2 发送射线分析法

(2) 镜像分析法^[40]

如图 3.3 所示,假定两个实心点分别代表发射机和接收机,对称地分布在一个走道内,

走道两边的空心点代表发射机的镜像，利用几何作图法可以很容易地得到这些镜像点，从而找到每根射线的发源点。这种方法的优点是简单、直观，缺点是很难推广到一般的应用场合。

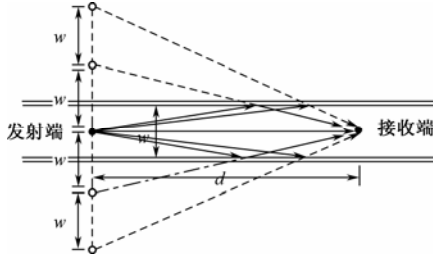


图 3.3 镜像分析法

3) 信道矩阵 \mathbf{H} 的计算

假定发射端配有 M 根天线，接收端配有 N 根天线，信道矩阵 \mathbf{H} 的维数是 $M \times N$ 或 $N \times M$ ，其中的元素由下式确定：

$$\begin{aligned} H_{i,k} &= \sum_p r_p \exp \left[2\pi j \frac{il}{\lambda} \sin(\phi_{R,p}) \right] \times \exp \left[2\pi j \frac{kl}{\lambda} \sin(\phi_{T,p}) \right] \\ &= \sum_p r_p \exp \left[2\pi j \frac{l}{\lambda} (i \sin(\phi_{R,p}) + k \sin(\phi_{T,p})) \right] \end{aligned} \quad (3.6)$$

式中， p 代表多径分量的标号索引，可能为无穷大， $\phi_{R,p}$ 表示接收端相对于天线阵列的法线方向的到达角， $\phi_{T,p}$ 表示发射端的离开角， r_p 表示路径的传播系数（一般为复数）， l 表示天线阵列单元之间的间隔， λ 为波长。 $H_{i,k}$ 必须满足归一化条件：

$$\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^N |H_{i,k}|^2 = M \quad (3.7)$$

3.3 随机MIMO信道模型

3.3.1 信道衰落和信道扩展

发射出去的信号在空间传播过程中所遭受的损害，大致可分为两大类：衰落和扩展。衰落是指无线信号所经受的传播损耗，表现为接收信号的电平在时间、空间或频率的某个区域内围绕平均值起伏变化。而信道扩展是指携带信息的信号能量在时间、空间或频率轴上的扩散。

1. 信道衰落

(1) 慢衰落

慢衰落也称为准（拟）静态衰落，是由建筑物长时间的阴影效应或山区的自然特征所引起，它也可以看成是快速衰落信号的局部平均值，这个平均值的统计分布经过实验研究，证明它要受到天线的高度、工作频率和周围环境的影响，一般很难预测。但是通过观察发现当上述参数固定时，接收信号的起伏变化接近对数正态分布。在仿真信道的慢衰落时，

一般是在数据传输之前选择好某个随机的信道矩阵，一经选定，在整个数据传输期间始终保持不变。

(2) 快衰落和块衰落

无线信号的多径传播使得接收信号的随机相位变化极为迅速，它们时而增强信号，时而削弱信号，导致了信号的快速衰落，而且这些随机相位一般由路径的长度和载波的频率决定。如果假定这些相位在 $[0, 2\pi]$ 区间内服从均匀分布，那么可以证明在接收机处的垂直电场的同相分量和正交分量服从高斯分布^[41]，而它的包络服从瑞利分布。如果存在一条直接传播路径，这个包络就不再是瑞利分布，而变成了莱斯分布。在仿真信道的快衰落时，一般假定在一个符号传输期间，随机信道矩阵元素保持不变，但在传输下一个符号时，信道矩阵元素要发生随机变化。如果传输某组符号的时间远远小于总的传输时间，而在传输这组符号时，随机信道矩阵元素保持不变，但在传输下一组符号时，信道矩阵元素发生了改变，这种衰落称为块衰落。

2. 信道扩展

(1) 多普勒扩展

当移动台在运动时，接收端的无线信号在频率域要产生一个偏移（也称多普勒频移），其大小取决于电波到达的路径方向。在接收机周围的多个方向上存在散射体时，一个单音扩展为一个有限带宽的频谱。因此，多普勒功率谱定义为接收信号的时间相关函数的傅里叶变换，多普勒扩展可以从多普勒功率谱中求得。假定接收机周围的散射体的角度均匀分布，这时的多普勒功率谱称为经典谱，表示如下：

$$S(f) = \frac{3\sigma^2}{2\pi f_m} \left\{ 1 - \left[\frac{f - f_c}{f_m} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad f_c - f_m < f < f_c + f_m \quad (3.8)$$

上式中 $f_m = v/\lambda$ ，为最大多普勒频移， v 代表移动台的移动速度， λ 为工作波长， f_c 为载波频率， σ^2 代表接收信号的方差。当在某个特定的方向上，存在一个主要能量的信号源时（如视距传播的情形），上述频谱表达式需要按照主要路径的多普勒频移 f_D 进行修正，即

$$S(f) + B\delta(f - f_D) \quad (3.9)$$

其中， B 表示直接路径和散射路径的能量的比值。

多普勒扩展引起信道的特性在时域内迅速的变化，使得信道出现了所谓的时间选择性。相干时间与多普勒扩展成反比，在相干时间内，衰落信道可以认为是不变的。

(2) 时延扩展

多径传播的基本特征是到达接收机的几路发射信号具有不同的衰减因子和时延，接收信号在时域内的扩展称为时延扩展，它与信道的频域选择性有关（不同信号的频谱分量携带不同的功率），相干带宽与时延扩展成反比，相干带宽为频率变化的最大范围，在该带宽内，信道响应可认为是常数。有效的时延扩展会引起符号的码间干扰，在传统的接收机中可以使用信道均衡器来消除这种干扰。

(3) 角度扩展

接收端的角度扩展是指到达接收机的各个路径信号的到达方向的扩展，而发射端的角度扩展是指发射角在多个方向上的扩展。大的角度扩展将会使到达接收端的多径信号以某种随机方式合并，成为接收机天线的位置函数，因此它是造成空间选择性衰落的一个主要因素。衰落保持常数的空间范围称为相干距离，它与角度扩展成反比，因此，只要两根天线的间隔大于相干

距离, 可以认为接收信号经受的是不相关衰落。一般在建筑物密集的城镇区域中, 角度扩展往往较大, 因此从空间分集中可以获得有效的增益。这通常与使用方向波束形成的可能性相矛盾, 因为方向波束形成一般要求较低的角度扩展, 以便使天线具有良好的方向选择性能。

3.3.2 随机MIMO信道的一般描述

如图 3.4 所示的两个线性天线阵列, 假定基站 (BS) 配有 N 根天线, 移动台 (MS) 配有 M 根天线。在基站的天线阵列上的信号表示为 $y(t)=[y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t), \dots, y_N(t)]^T$, 其中 $y_n(t)$ 为基站的第 n 个天线端口的信号, 符号 $[\cdot]^T$ 表示向量或矩阵的转置, 同理在移动台的天线阵列上的信号为 $s(t)=[s_1(t), s_2(t), \dots, s_m(t), \dots, s_M(t)]^T$, 其中 $s_m(t)$ 为移动台的第 m 个天线端口的信号。

描述连接移动台和基站的宽带 MIMO 信道的信道矩阵可以表示为

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{l=1}^L \mathbf{A}_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.10)$$



图 3.4 散射环境中的两个线性天线阵列

其中, $\mathbf{H}(\tau) \in \mathbb{C}^{M \times N}$, 且

$$\mathbf{A}_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \cdots & \alpha_{1N}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \cdots & \alpha_{2N}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{M1}^{(l)} & \alpha_{M2}^{(l)} & \cdots & \alpha_{MN}^{(l)} \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (3.11)$$

是一个复数矩阵, 它描述了在时延为 τ 时所考虑的两个天线阵列之间的线性变换, $\alpha_{mn}^{(l)}$ 是移动台的第 m 根天线到基站的第 n 根天线的复传输系数, 式 (3.10) 表示的是一个简单的抽头时延线模型, 不过在这里 L 个时延的信道系数是用矩阵来表示, 如图 3.5 所示。矢量 $\mathbf{y}(t)$ 和 $\mathbf{s}(t)$ 之间的关系可以表示为

$$\mathbf{y}(t) = \int \mathbf{H}(\tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \quad (3.12)$$

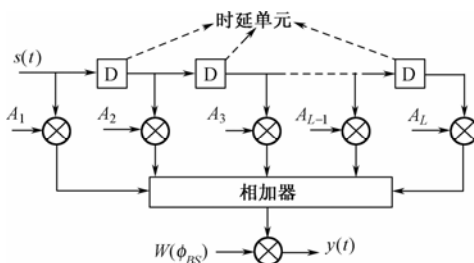


图 3.5 MIMO 信道的抽头时延线模型

或

$$s(t) = \int \mathbf{H}^T(\tau) \mathbf{y}(t - \tau) d\tau \quad (3.13)$$

取决于传输方向是从移动台到基站，还是从基站到移动台。

上述 MIMO 信道模型可以看做是 ITU 有关单输入单输出(SISO)信道标准模型^[5]的推广，主要区别是该信道模型的抽头系数不再是一个简单的标量，而是一个矩阵，矩阵的大小与 MIMO 系统两端使用的天线数有关。

应用中为了保持原来的 SISO 信道模型的简单性，往往假定 $\alpha_{mn}^{(l)}$ 服从零均值的复高斯分布，而 $|\alpha_{mn}^{(l)}|$ 为瑞利分布。对于给定的时延，还进一步假定传输系数的平均功率相同，因此下式：

$$P_l = E \left\{ \left| \alpha_{mn}^{(l)} \right|^2 \right\} \quad (3.14)$$

对所有的 $m \in [1, 2, \dots, M]$ 和 $n \in [1, 2, \dots, N]$ 都成立，且从一个时延到另一个时延，这些传输系数不相关，即

$$\left\langle \left| \alpha_{mn}^{(l_1)} \right|^2, \left| \alpha_{mn}^{(l_2)} \right|^2 \right\rangle = 0, \text{ 当 } l_1 \neq l_2 \text{ 时} \quad (3.15)$$

其中，符号 $\langle a, b \rangle$ 代表求 a 和 b 之间的相关系数。这意味着该模型产生的平均功率时延谱(PDS)可表示为 $P(\tau) = \sum_{l=1}^L P_l \delta(\tau - \tau_l)$ ，因此，通过选择适当的时延、平均功率参数对 $\{\tau_l, P_l\}$ ，可以实现具有特定时延扩展的、按某种规律衰减的 PDS^[42]。或者按照 ITU 给出的某些特定的分布曲线，例如，Vehicular A, Indoor A, Pedestrian A 等来选择 $P(\tau)$ 的形状^[43]。

空时编码带来的潜在巨大增益与矩阵 $\mathbf{H}(\tau)$ 或 $\mathbf{A}(\tau)$ 的元素间的相关系数的关系相当大。有关文献对从基站端观察的空间相关函数进行了广泛的研究，研究方案一般是假定移动台被许多散射体包围，而在基站的天线附近不存在本地散射物，即典型的城区环境。这样使得在基站观察到的功率方位谱(PAS)被限制在相对窄的波束内。在这些给定的条件下，又假定 PAS 服从偶整数的升余弦函数^[44]、高斯函数^[45]和拉普拉斯函数^[46]分布，推导出了空间相关函数的表达式。因此如果假定基站端的天线阵列位于本地散射物之上，从上述文献中很容易地得到基站的第 n_1 根和第 n_2 根天线之间的相关系数如下：

$$\rho_{n_1 n_2}^{BS} = \left\langle \left| \alpha_{n_1 m}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{n_2 m}^{(l)} \right|^2 \right\rangle \quad (3.16)$$

上式中间接地假定了基站端的相关系数与移动台的天线 m 无关。只要移动台的所有天线靠得较近，且每根天线具有相同的辐射模式，这个假设是合理的。因为从这些天线发出去的电波照射到基站周围相同的散射体上，在基站端产生相同的 PAS，也将产生相同的空间相关函数。

从移动台端观察的空间功率相关函数，在文献[41, 47]及其他资料中也进行了广泛的研究。假定移动台被许多本地散射物包围，由于相距半个波长以上的两根天线，实际中可以认为是不相关的^[47]，因此

$$\rho_{m_1 m_2}^{MS} = \left\langle \left| \alpha_{n m_1}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{n m_2}^{(l)} \right|^2 \right\rangle \quad (3.17)$$

对于 $m_1 \neq m_2$ ，可以近似为零。然而文献[48]报道的实验结果表明在某些情形中，相距半个波长的两根天线可能是高度相关，例如移动台位于室内环境中。针对这种情况，在文献[49]中推导了对移动台天线阵列的所有可能的方位角求平均的近似空间相关函数表达式，该表达式是方位角扩散 λ 的函数， $\lambda \in [0, 1]$ ， $\lambda=0$ ，对应于信号只来自于一个明确的方向，当 $\lambda=1$ 时，PAS 在方位角 $[0^\circ, 360^\circ]$ 范围内均匀分布^[50]。由于移动台周围的环境一般是非稳定的，在文献[49]给出的结果被认为非常有用，因为它是在移动台天线阵列的所有方向上求平均。

根据式 (3.16) 和式 (3.17)，分别定义基站和移动台的两个对称相关矩阵如下：

$$R_{BS} = \begin{pmatrix} \rho_{11}^{BS} & \rho_{12}^{BS} & \cdots & \rho_{1N}^{BS} \\ \rho_{21}^{BS} & \rho_{22}^{BS} & \cdots & \rho_{2N}^{BS} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \rho_{N1}^{BS} & \rho_{N2}^{BS} & \cdots & \rho_{NN}^{BS} \end{pmatrix}_{N \times N} \quad (3.18)$$

$$R_{MS} = \begin{pmatrix} \rho_{11}^{MS} & \rho_{12}^{MS} & \cdots & \rho_{1M}^{MS} \\ \rho_{21}^{MS} & \rho_{22}^{MS} & \cdots & \rho_{2M}^{MS} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \rho_{M1}^{MS} & \rho_{M2}^{MS} & \cdots & \rho_{MM}^{MS} \end{pmatrix}_{M \times M} \quad (3.19)$$

然而基站和移动台的空间相关函数并没有提供足够的信息来求得矩阵 \mathbf{A}_l ，因此需要确定连接两组不同天线之间的两个传输系数的相关性，即

$$\rho_{m_2 n_2}^{m_1 n_1} = \left\langle \left| \alpha_{n_1 m_1}^{(l)} \right|^2, \left| \alpha_{n_2 m_2}^{(l)} \right|^2 \right\rangle, \text{ 当 } m_1 \neq m_2 \text{ 和 } n_1 \neq n_2 \text{ 时} \quad (3.20)$$

只要式 (3.16) 和式 (3.17) 分别与 m 和 n 独立，从理论上可以证明（可参考文献[51]的附录）：

$$\rho_{m_2 n_2}^{m_1 n_1} = \rho_{m_1 m_2}^{MS_1} \rho_{n_1 n_2}^{BS} \quad (3.21)$$

3.3.3 基站和移动台天线相关系数

入射到两个天线单元的电磁波之间的互相关性，在许多文献中已研究过，并且已经证明两个天线单元之间的互相关系数和它们之间距离的函数关系主要取决于接收功率的方位谱 (PAS) 和各个天线单元的辐射模式。常见的功率方位谱有均匀分布和高斯分布，最近发现拉普拉斯分布与城区、乡村的信道测量结果非常吻合^[52]，因此下面主要以上述三种功率方位谱，即均匀、高斯和拉普拉斯分布为例，给出接收信号的包络相关函数或场强相关函数和天线单元的归一化距离之间的函数关系，使用入射角 (ϕ) 和方位角扩展 (AS) 作为参变量，在本章中 AS 定义为 PAS 的二阶中心矩的平方根。同时假定各个天线单元是全向的，且无线电波在空间是以波簇的形式传播的，每一个波簇表现为相同的 PAS。

(1) 均匀分布的 PAS

多波簇的均匀分布的 PAS 可用下式：

$$PAS_U(\phi) = \sum_{k=1}^{N_C} Q_{U,k} \left\{ \varepsilon[\phi - (\phi_{0,k} - \Delta\phi_k)] - \varepsilon[\phi - (\phi_{0,k} + \Delta\phi_k)] \right\} \quad (3.22)$$

来表示，其中， $\varepsilon(\phi)$ 为阶跃函数， N_C 为波簇的数目， ϕ_0 为平均到达角， $\Delta\phi$ 为平均到达角的变化范围。

考虑到潜在的功率不平衡波簇，可以推出归一化常数 $Q_{U,k}$ ，因为 $PAS_U(\phi)$ 满足概率分布的要求：

$$\int_{-\pi}^{\pi} PAS_U(\phi) d\phi = \sum_{k=1}^{N_C} \int_{\phi_{0,k} - \Delta\phi_k}^{\phi_{0,k} + \Delta\phi_k} Q_{U,k} d\phi \quad (3.23)$$

得到： $2 \sum_{k=1}^{N_C} Q_{U,k} \Delta\phi_k = 1$ 。

令 $D = 2\pi d / \lambda$ ，其中 d / λ 代表天线单元间的归一化距离， d 为天线单元间实际距离， λ 为工作波长，可以推出相隔距离为 d 的两根全向天线接收到的复数基带信号的实部和虚部的

互相关函数。两个实部之间的相关函数可写成：

$$R_{XX}(D) = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin \phi) \text{PAS}(\phi) d\phi \quad (3.24)$$

当 PAS 为均匀分布时，上式的积分可写成：

$$R_{XX,U}(D) = J_0(D) + 4 \sum_{k=1}^{N_C} Q_{U,k} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{2m}(D)}{2m} \cos(2m\phi_{0,k}) \sin(2m\Delta\phi_k) \quad (3.25)$$

其中， $J_m(\cdot)$ 为第一类第 m 阶贝塞尔函数。

两个虚部之间的相关函数与此类同。另外，实部和虚部之间的互相关函数定义为

$$R_{XY}(D) = \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin \phi) \text{PAS}(\phi) d\phi \quad (3.26)$$

当 PAS 为均匀分布时，上式可写成：

$$R_{XY,U}(D) = 4 \sum_{k=1}^{N_C} Q_{U,k} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{J_{(2m+1)}(D)}{(2m+1)} \sin[(2m+1)\phi_{0,k}] \sin[(2m+1)\Delta\phi_k] \quad (3.27)$$

(2) 高斯分布 PAS

多波簇的高斯分布的 PAS 可用下式：

$$\text{PAS}_G(\phi) = \sum_{k=1}^{N_C} \frac{Q_{G,k}}{\sqrt{2\pi}\sigma_{G,k}} \exp\left[-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\sigma_{G,k}^2}\right] \left\{ \varepsilon[\phi - (\phi_{0,k} - \Delta\phi_k)] - \varepsilon[\phi - (\phi_{0,k} + \Delta\phi_k)] \right\} \quad (3.28)$$

来表示，可以推得归一化常数 $Q_{G,k}$ 满足：

$$\sum_{m=k}^{N_C} Q_{G,k} \text{erf}\left(\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_{G,k}}\right) = 1 \quad (3.29)$$

利用式 (3.28) 和式 (3.29)，可推得接收到的复数基带信号的实部和虚部的两个相关函数如下：

$$R_{XX,G}(D) = J_0(D) + \sum_{k=1}^{N_C} Q_{G,k} \sum_{m=1}^{+\infty} J_{2m}(D) \cos(2m\phi_{0,k}) \exp(-2m^2\sigma_{G,k}^2) \times \Re\left[\text{erf}\left(\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_{G,k}} - jm\sqrt{2}\sigma_{G,k}\right) - \text{erf}\left(-\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_{G,k}} - jm\sqrt{2}\sigma_{G,k}\right)\right] \quad (3.30)$$

$$R_{XY,G}(D) = \sum_{k=1}^{N_C} Q_{G,k} \sum_{m=1}^{+\infty} J_{(2m+1)}(D) \sin[(2m+1)\phi_{0,k}] \exp[-2\sigma_{G,k}^2(m + 1/2)^2] \times \Re\left[\text{erf}\left(\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_{G,k}} - j(m + 1/2)\sqrt{2}\sigma_{G,k}\right) - \text{erf}\left(-\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_{G,k}} - j(m + 1/2)\sqrt{2}\sigma_{G,k}\right)\right] \quad (3.31)$$

(3) 拉普拉斯分布 PAS

第三种类型的 PAS 是拉普拉斯分布，它被认为是与城区、乡村的信道测量结果吻合得最好的一种分布，PAS 可表示为

$$\text{PAS}_L(\phi) = \sum_{k=1}^{N_C} \frac{Q_{L,k}}{\sqrt{2}\sigma_{L,k}} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\phi - \phi_{0,k}|}{\sigma_{L,k}}\right] \left\{ \varepsilon[\phi - (\phi_{0,k} - \Delta\phi_k)] - \varepsilon[\phi - (\phi_{0,k} + \Delta\phi_k)] \right\} \quad (3.32)$$

归一化条件由下式给出

$$\sum_{k=1}^{N_C} Q_{L,k} \left[1 - \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_k}{\sigma_{L,k}}\right)\right] = 1 \quad (3.33)$$

其相关函数为

$$R_{XX,L}(D) = J_0(D) + 4 \sum_{k=1}^{N_C} \frac{Q_{L,k}}{\sqrt{2}\sigma_{L,k}} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{J_{2m}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,k}}\right)^2 + (2m)^2} \cos(2m\phi_{0,k}) \times$$

$$\left\{ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,k}} + \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_k}{\sigma_{L,k}}\right) \left[2m \sin(2m\Delta\phi_k) - \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,k}} \cos(2m\Delta\phi_k) \right] \right\} \quad (3.34)$$

$$R_{XY,L}(D) = 4 \sum_{k=1}^{N_C} \frac{Q_{L,k}}{\sqrt{2}\sigma_{L,k}} \sum_{m=0}^{+\infty} \frac{J_{(2m+1)}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,k}}\right)^2 + (2m+1)^2} \sin[(2m+1)\phi_{0,k}] \times$$

$$\left\{ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,k}} - \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_k}{\sigma_{L,k}}\right) \left[(2m+1) \sin[(2m+1)\Delta\phi_k] + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{L,k}} \cos[(2m+1)\Delta\phi_k] \right] \right\} \quad (3.35)$$

根据上述关系式，接收信号的包络相关系数（ $\rho_e(D)$ ）和场强相关系数（ $\rho_f(D)$ ）定义如下：

$$\rho_e(D) = |\rho_f(D)|^2 = |R_{XX}(D) + jR_{XY}(D)|^2 \quad (3.36)$$

一般场强相关系数的性能要优于包络相关系数，因为后者失去了前者的相位信息。

如果取波簇数 $N_C=2$ ， $\phi_0 \in \{-90^\circ, 90^\circ\}$ ， $AS=30^\circ$ ， $\Delta\phi=60^\circ$ ，通过分别对式（3.22）、式（3.28）和式（3.32）进行数值计算，得到三种分布的功率方位谱（PAS）如图 3.6 所示。如果取波簇数 $N_C=3$ ， $\phi_0 \in \{-90^\circ, 0^\circ, 90^\circ\}$ ， $AS=10^\circ$ ， $\Delta\phi=30^\circ$ 。通过类似的计算，得到的三种分布的功率方位谱（PAS）如图 3.7 所示。

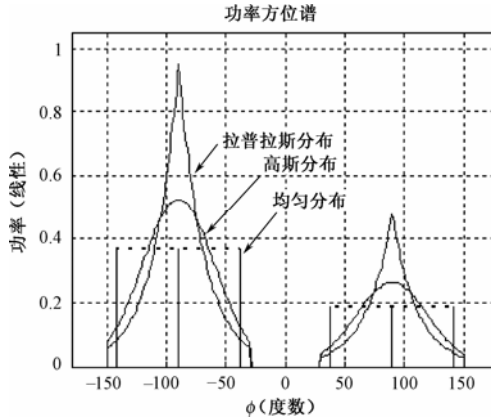


图 3.6 两个波簇的均匀分布、高斯分布和拉普拉斯分布的功率方位谱

通过对式（3.36）的数值计算，得到包络相关系数和归一化距离的函数关系如图 3.8 所示，从图中可以看出，随着归一化距离的增加，包络相关系数呈下降趋势，而且在下降的过程中出现了振荡，比较三条曲线可以发现，服从高斯和拉普拉斯分布的相关系数的振荡包络没有均匀分布的包络下降的速度快，这是因为高斯和拉普拉斯分布的 PAS 被限制在一定的角度范围，还可发现拉普拉斯分布情形的振荡要比均匀和高斯情形的振荡宽，这是因为拉普拉斯分布的 PAS 是三种情形中最受限的一种。

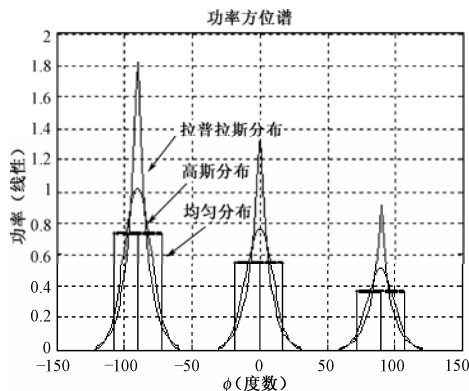


图 3.7 三个波簇的均匀分布、高斯分布和拉普拉斯分布的功率方位谱

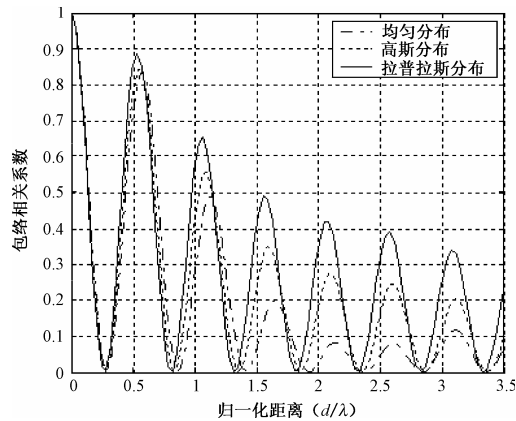


图 3.8 包络相关系数和归一化距离的函数关系

如果天线阵列的各单元之间存在位置误差，天线的相关函数要受到一定的影响，图 3.9 为 8 单元的天线阵列的具体仿真结果（功率方位谱为 Laplacian 分布），其中各根天线的位置误差采用一均匀分布的随机变量来模拟，图 3.9 右图的随机变量的变化范围在 0~0.25 之间，在仿真中还发现随机变量的变化范围在 0~0.01 之间，天线的相关函数基本不受影响，而随机变量的变化范围在 0.01~1/3 之间，天线的相关函数就基本上变得面目全非了，详细结果如图 3.10 所示。

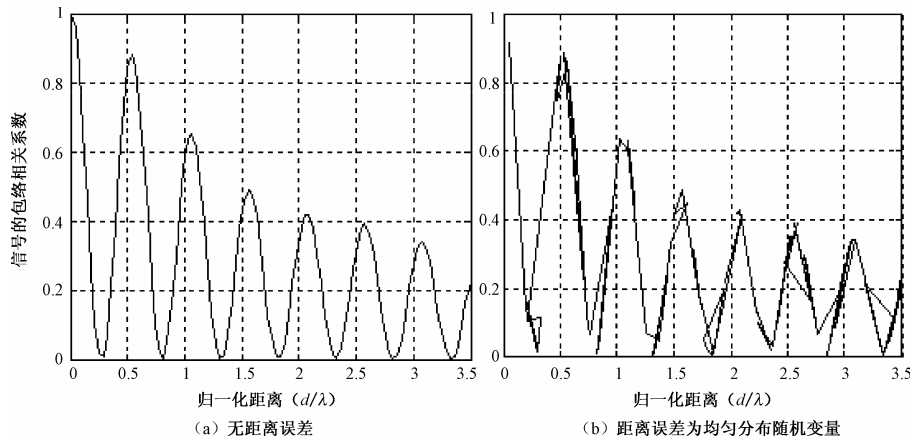


图 3.9 天线单元之间的距离误差对包络相关系数的影响比较

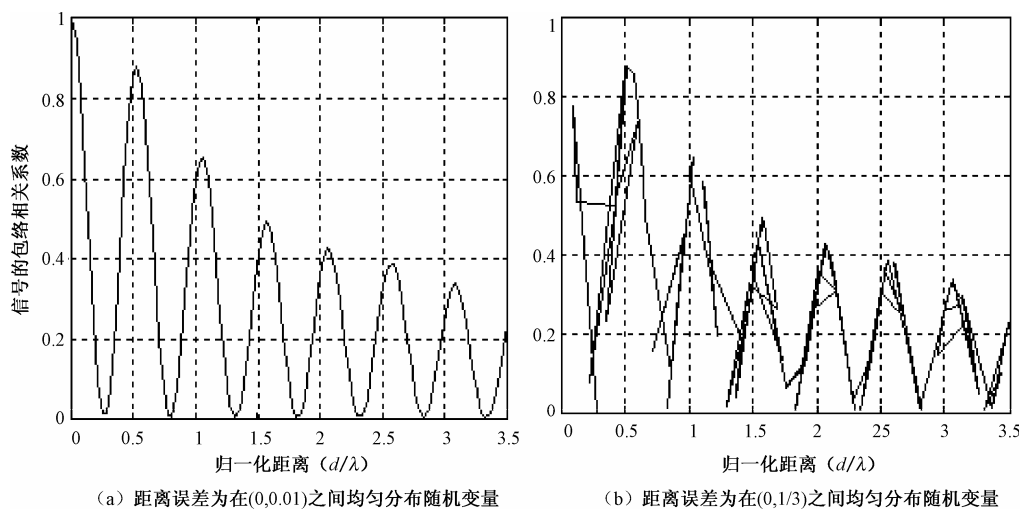


图 3.10 天线单元之间的距离误差对包络相关系数的影响比较

3.3.4 3GPP有关MIMO信道模型方面的标准

3GPP 于 2001 年 12 月通过了 MIMO 链路级模型标准：R1-02-0141^[53]讨论稿，后于 2002 年 1 月进行了修订，成为 R1-02-0181^[54]标准，两者的主要差别是在 Case B 中，莱斯（Ricean）分量由 3dB 改为 6dB，另外个别地方也做了少许改动，R1-02-0181 标准如表 3.1 所示，表中的“N/A”项表示此项不适合，“?”表示此项未作规定，用户可以根据具体情况进行选择。

表 3.1 MIMO 链路级信道模型标准

		Case A	Case B	Case C	Case D
PDP		N/A	ITU Pedestrian A	ITU Vehicular A	ITU Pedestrian B
速度 (km/h)		3, 40, 120	3, 40, 120	3, 40, 120	3, 40, 120
UE	天线结构	N/A	0.5λ-间隔	0.5λ-间隔	0.5λ-间隔
	PAS	N/A	Ricean 分量 (K=6dB) 第一条路径，剩余路径在 360° 内具有均匀的 PAS	(1)Laplacian 分布的 RMS 角度扩展为 35° (2) 360° 内均匀分布	(1) Laplacian 分布的 RMS 角度扩展为 35° (2) 360° 内均匀分布
	运动方向	N/A	0°	22.5°	-22.5°
	AoA (度)	N/A	22.5° (Ricean 分量)	67.5° (所有路径)	22.5° (奇数路径) -67.5° (偶数路径)
Node B	天线结构	N/A	均匀线性阵列：(1) 0.5 波长单元间隔；(2) 4.0 波长单元间隔		
	PAS	N/A	Laplacian, AS = ?	Laplacian, AS = ?	Laplacian, AS = ?
	AoD (度)	N/A	?	?	?

3.4 MIMO无线信道的仿真

1. 仿真的思路

根据以上分析,要仿真整个 MIMO 信道主要是要产生式 (3.10) 表示的模型中的 L 个矩阵 \mathbf{A}_l 的各个元素,即式 (3.11),以便为 MIMO 信道的空间相关性建立恰当的模型。可以从两个方面来考虑这个问题:首先应如何去描述 MIMO 信道的相关性,其次,如果已知这些相关性的描述,如何去产生抽头的相关系数。关于前者 3.2 节有详细的说明,而且在 3.3 节依据接收信号的功率方位谱已分别推出了包络相关系数和场强相关系数的表达式,如果考虑多根天线,不难得到基站和移动台的相关矩阵 \mathbf{R}_{BS} 和 \mathbf{R}_{MS} ,在文献[55]中建议 MIMO 信道的信道矩阵可以看成是基站的相关矩阵 \mathbf{R}_{BS} 和移动台的相关矩阵 \mathbf{R}_{MS} 的 Kronecker 乘积,即 $\mathbf{R}_{MIMO} = \mathbf{R}_{BS} \otimes \mathbf{R}_{MS} = \text{Vec}(\mathbf{H})^H \mathbf{\Gamma} \text{Vec}(\mathbf{H})$,这里假定通信的方向是从基站到移动台(下行链路),其中, $(\cdot)^H$ 代表复共轭转置, $\text{Vec}(\cdot)$ 操作是把 $N \times M$ 的矩阵 \mathbf{H} 排列成一个 $1 \times NM$ 的行矢量,而且这个结果在文献[56]中得到实验验证。

2. 仿真流程

在计算机上仿真上述 MIMO 信道模型的流程如图 3.11 所示,在初始化阶段,首先选择给定的通信环境,假定 MS 和 BS 端的功率时延谱和空间相关函数事先已知,根据给定的天线参数确定天线的结构,按 3.3 节给出的方法,计算相关矩阵 \mathbf{R}_{BS} 和 \mathbf{R}_{MS} ,再根据通信的方向(上行或下行)计算出整个 MIMO 信道的相关矩阵 \mathbf{R}_{MIMO} ,接下来按实际情况进行各个支路的功率分配,依据 3.4 节的方法产生相关衰落,最后得到抽头系数矩阵 \mathbf{A}_l 和 MIMO 信道矩阵 \mathbf{H} 。

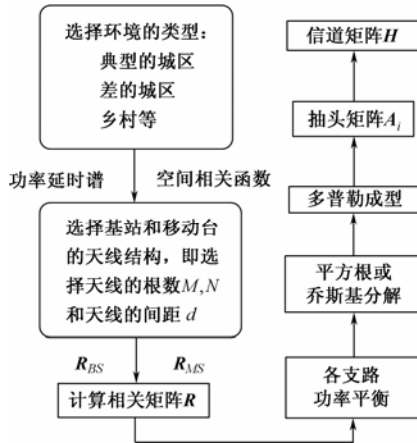


图 3.11 MIMO 信道模型的仿真流程图

3. 相关衰落的产生

为了得到 MIMO 系统所要求的传输系数之间的相关性,参照文献[57]介绍的方法,相关传输系数可按下式来计算:

$$\tilde{\mathbf{A}}_l = \sqrt{P_l} \mathbf{C} \mathbf{B}_l \quad (3.37)$$

其中:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_l &= [\alpha_{11}^{(l)}, \alpha_{21}^{(l)}, \dots, \alpha_{M1}^{(l)}, \alpha_{12}^{(l)}, \alpha_{22}^{(l)}, \dots, \alpha_{M2}^{(l)}, \alpha_{13}^{(l)}, \alpha_{23}^{(l)}, \dots, \alpha_{MN}^{(l)}]_{1 \times MN}^T \\ \mathbf{B}_l &= [b_1^{(l)}, b_2^{(l)}, b_3^{(l)}, \dots, b_{MN}^{(l)}]_{1 \times MN}^T \end{aligned} \quad (3.38)$$

一般假定 \mathbf{B}_l 的元素 $b_x^{(l)}$ 服从零均值的复高斯分布, 且对于 $x_1 \neq x_2$ 或 $l_1 \neq l_2$, $E\{|b_x^{(l)}|^2\} = 1$,

$\langle |b_{x1}^{(l_1)}|^2, |b_{x2}^{(l_2)}|^2 \rangle = 0$ 。但为了确保时域的相关性, 在这里按照多普勒频谱来仿真 \mathbf{B}_l 。 \mathbf{C} 为一个对称映射矩阵, 由 \mathbf{R}_{MIMO} 经过平方根 (square-root) 分解或乔斯基 (cholesky) 分解而得, 条件是 \mathbf{R}_{MIMO} 为非奇异阵。 \mathbf{P}_e 由式 (3.14) 定义, 仿真时的数值可根据给定的具体条件来确定。

4. 天线阵列方向特性的控制

上述有关 MIMO 信道的模型只是重现了无线信道的相关和快速衰落特性, 而天线阵列的相位导数的作用在模型中没有得到必要的反映。只要天线单元之间高度相关, 上述模型沿着天线阵列产生的平均相位变化为零, 这意味着入射电波的场强的平均 DOA 对应于天线阵列的法线 (宽边), 因为两根天线单元之间的相位差与 $\sin(\phi)$ 成正比, 其中 ϕ 就是 DOA。然而可以对上述模型进行修改, 变成图 3.12 所示的模型, 图中基站的平均 DOA 不为零, 假定所有的散射体都位于移动台附近, 基站端的入射场强被限制在一个很窄的方位角内, 这样便于定义平均到达方向, 在数学上只要把式 (3.12) 修改成:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}(\bar{\phi}_{BS}) \int \mathbf{H}(\tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \quad (3.39)$$

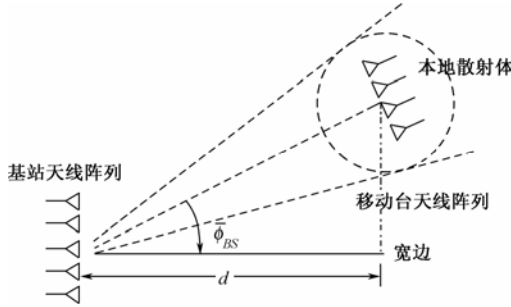


图 3.12 控制天线阵列方向的示意图

其中, 控制矩阵 $\mathbf{W}(\bar{\phi}_{BS})$ 可表示为

$$\mathbf{W}(\phi) = \begin{pmatrix} w_1(\phi) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & w_2(\phi) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & w_N(\phi) \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

式 (3.40) 中的 $w_m(\phi)$ 描述了第 m 根天线相对于第 1 根天线的平均相移。假定入射场强的平均到达角 $\text{DOA} = \phi$, 对于单元间隔为 d 的均匀天线阵列来说, $w_m(\phi) = f_m(\phi) \exp \left[-j(m-1) \frac{d}{\lambda} 2\pi \sin(\phi) \right]$, 其中 $f_m(\phi)$ 为第 m 根天线的复数辐射模式, λ 为波长, j 为虚数单位。

如果假定天线阵列上的信号统计独立 (不相关), 则原来的模型能够重现从一根天线到

另一根天线上的随机相位的变化。因此没有必要再去定义平均 DOA，可以直接应用式 (3.12)，不必修改成式 (3.39)。

5. MIMO信道相关矩阵的仿真结果

在仿真中，假定移动台配有两根天线 ($M=2$)，基站配有四根天线 ($N=4$)。两端的天线组成均匀线性阵列，天线之间的距离为半个波长。选择一典型的城区环境，即移动台位于某个街角，而基站的天线安装在稍高于周围建筑物的房顶上，基站和移动台之间不存在直接的传播路径。对于这种典型的城区环境，在基站端观察的 PAS 服从拉普拉斯分布^[58]，平均方位角扩展 (AS) 为 30° ，根据式 (3.34)、式 (3.35) 和式 (3.36)，可算得基站接收信号的包络相关系数矩阵为

$$\mathbf{R}_{BS}^{(e)} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0.8583 & 0.5964 & 0.4263 \\ 0.8583 & 1.0000 & 0.8583 & 0.5964 \\ 0.5964 & 0.8583 & 1.0000 & 0.8583 \\ 0.4263 & 0.5964 & 0.8583 & 1.0000 \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

同理可算得基站接收信号的场强相关系数矩阵为

$$\mathbf{R}_{BS}^{(f)} = \begin{pmatrix} 1.0000 & -0.9238 & 0.7654 & -0.6452 \\ -0.9238 & 1.0000 & -0.9238 & 0.7654 \\ 0.7654 & -0.9238 & 1.0000 & -0.9238 \\ -0.6452 & 0.7654 & -0.9238 & 1.0000 \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

$$+i \begin{pmatrix} 0.0000 & -0.0707 & 0.1030 & -0.1003 \\ 0.0707 & 0.0000 & -0.0707 & 0.1030 \\ -0.1030 & 0.0707 & 0.0000 & -0.0707 \\ 0.1003 & -0.1030 & 0.0707 & 0.0000 \end{pmatrix}$$

从式 (3.41) 的矩阵中可以看出，相邻的两个天线单元具有较强的相关性 (0.8583)，而阵列最外的两个天线单元的相关性相对较弱 (0.4263)。同样可算出移动台的接收信号的包络相关系数矩阵和场强相关系数矩阵分别如式 (3.43) 和式 (3.44) 所示，假定移动台被周围许多散射体包围，导致阵列的两个天线单元的相关性较低 (0.3278)。

$$\mathbf{R}_{MS}^{(e)} = \begin{pmatrix} 1.0000 & 0.3278 \\ 0.3278 & 1.0000 \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{R}_{MS}^{(f)} = \begin{pmatrix} 1.0000 & -0.5486 \\ -0.5486 & 1.0000 \end{pmatrix} + i \begin{pmatrix} 0 & -0.1639 \\ 0.1639 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

根据本节的讨论，假定通信的方向是从基站发，移动台收 (下行链路)，整个 MIMO 的信道的包络相关矩阵是 $\mathbf{R}_{MIMO} = \mathbf{R}_{BS} \otimes \mathbf{R}_{MS}$ ，如果是上行链路 (移动台发，基站收)，则 MIMO 信道的包络相关矩阵为 $\mathbf{R}'_{MIMO} = \mathbf{R}_{MS} \otimes \mathbf{R}_{BS}$ 。计算结果分别如式 (3.45) 和式 (3.46) 所示。而对应的场强相关矩阵的计算结果分别如式 (3.47) 和式 (3.48) 所示。

$$\mathbf{R}_{MIMO}^{(e)} = \begin{pmatrix} 1 & 0.32781 & 0.85833 & 0.28137 & 0.59637 & 0.1955 & 0.42633 & 0.13975 \\ 0.32781 & 1 & & 0.28137 & 0.85833 & 0.1955 & 0.59637 & 0.13975 \\ 0.85833 & 0.28137 & 1 & & 0.32781 & 0.85833 & 0.28137 & 0.59637 \\ 0.28137 & 0.85833 & 0.32781 & 1 & & 0.28137 & 0.85833 & 0.1955 \\ 0.59637 & 0.1955 & 0.85833 & 0.28137 & 1 & & 0.32781 & 0.85833 \\ 0.1955 & 0.59637 & 0.28137 & 0.85833 & 0.32781 & 1 & & 0.28137 \\ 0.42633 & 0.13975 & 0.59637 & 0.1955 & 0.85833 & 0.28137 & 1 & \\ 0.13975 & 0.42633 & 0.1955 & 0.59637 & 0.28137 & 0.85833 & 0.32781 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

$$\mathbf{R}_{MIMO}^{*(e)} = \begin{pmatrix} 1 & 0.85833 & 0.59637 & 0.42633 & 0.32781 & 0.28137 & 0.1955 & 0.13975 \\ 0.85833 & 1 & & 0.85833 & 0.59637 & 0.28137 & 0.32781 & 0.28137 \\ 0.59637 & 0.85833 & 1 & & 0.85833 & 0.1955 & 0.28137 & 0.32781 \\ 0.42633 & 0.59637 & 0.85833 & 1 & & 0.13975 & 0.1955 & 0.28137 \\ 0.32781 & 0.28137 & 0.1955 & 0.13975 & 1 & & 0.85833 & 0.59637 \\ 0.28137 & 0.32781 & 0.28137 & 0.1955 & 0.85833 & 1 & & 0.85833 \\ 0.1955 & 0.28137 & 0.32781 & 0.28137 & 0.59637 & 0.85833 & 1 & \\ 0.13975 & 0.1955 & 0.28137 & 0.32781 & 0.42633 & 0.59637 & 0.85833 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

$$\mathbf{R}_{MIMO}^{(f)} = \begin{pmatrix} 1 & -0.5485 & -0.9237 & 0.49517 & 0.76535 & -0.4029 & -0.6451 & 0.33749 \\ -0.5485 & 1 & & 0.51835 & -0.9237 & -0.4367 & 0.76535 & 0.37038 \\ -0.9237 & 0.51835 & 1 & & -0.5485 & -0.9237 & 0.49517 & 0.76535 \\ 0.49517 & -0.9237 & -0.5485 & 1 & & 0.51835 & -0.9237 & -0.4367 \\ 0.76535 & -0.4367 & -0.9237 & 0.51835 & 1 & & -0.5485 & -0.9237 \\ -0.4029 & 0.76535 & 0.49517 & -0.9237 & -0.5485 & 1 & & 0.51835 \\ -0.6451 & 0.37038 & 0.76535 & -0.4367 & -0.9237 & 0.51835 & 1 & \\ 0.33749 & -0.6451 & -0.4029 & 0.76535 & 0.49517 & -0.9237 & -0.5485 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

$$+i \begin{pmatrix} 0 & -0.1639 & -0.0706 & 0.1902 & 0.10301 & -0.1819 & -0.1003 & 0.16079 \\ 0.16391 & 0 & & -0.1126 & -0.0706 & 0.06893 & 0.10301 & -0.0507 \\ 0.07069 & 0.11263 & 0 & & -0.1639 & -0.0706 & 0.1902 & 0.10301 \\ -0.1902 & 0.07069 & 0.16391 & 0 & & -0.1126 & -0.0706 & 0.06893 \\ -0.1030 & -0.0689 & 0.07069 & 0.11263 & 0 & & -0.1639 & -0.0706 \\ 0.18196 & -0.1030 & -0.1902 & 0.07069 & 0.16391 & 0 & & -0.1126 \\ 0.10033 & 0.05071 & -0.1030 & -0.0689 & 0.07069 & 0.11263 & 0 & \\ -0.1607 & 0.10033 & 0.18196 & -0.1030 & -0.1902 & 0.07069 & 0.1639 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{MIMO}^{(f)} = & \begin{pmatrix} 1 & -0.9237 & 0.76535 & -0.6451 & -0.5485 & 0.49517 & -0.4029 & 0.33749 \\ -0.9237 & 1 & -0.9237 & 0.7653 & 0.51835 & -0.5485 & 0.49517 & -0.4029 \\ 0.76535 & -0.9237 & 1 & -0.923 & -0.4367 & 0.51835 & -0.5485 & 0.49517 \\ -0.6451 & 0.76535 & -0.9237 & 1 & 0.37038 & -0.4367 & 0.51835 & -0.5485 \\ -0.5485 & 0.51835 & -0.4367 & 0.3703 & 1 & -0.9237 & 0.76535 & -0.6451 \\ 0.49517 & -0.5485 & 0.51835 & -0.436 & -0.9237 & 1 & -0.9237 & 0.76535 \\ -0.4029 & 0.49517 & -0.5485 & 0.5183 & 0.7653 & -0.9237 & 1 & -0.9237 \\ 0.33749 & -0.4029 & 0.49517 & -0.548 & -0.6451 & 0.76535 & -0.9237 & 1 \end{pmatrix} \\
 +j & \begin{pmatrix} 0 & -0.0706 & 0.10301 & -0.1003 & -0.1639 & 0.1902 & -0.1819 & 0.1607 \\ 0.07069 & 0 & -0.0706 & 0.10301 & 0.11263 & -0.1639 & 0.1902 & -0.181 \\ -0.1030 & 0.0706 & 0 & -0.0706 & -0.0689 & 0.11263 & -0.1639 & 0.1902 \\ 0.10033 & -0.1030 & 0.07069 & 0 & 0.05071 & -0.0689 & 0.1126 & -0.1639 \\ 0.16391 & -0.1126 & 0.0689 & -0.0507 & 0 & -0.0706 & 0.1030 & -0.1003 \\ -0.1902 & 0.16391 & -0.1126 & 0.06893 & 0.07069 & 0 & -0.0706 & 0.10301 \\ 0.18196 & -0.1902 & 0.16391 & -0.1126 & -0.1030 & 0.0706 & 0 & -0.0706 \\ -0.1607 & 0.18196 & -0.1902 & 0.16391 & 0.10033 & -0.1030 & 0.0706 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.48)$$

6. 信道矩阵的仿真条件和仿真结果及其分析

按本节 3GPP 给出的标准进行了计算机仿真，为方便起见，在仿真中，用户端（UE）和基站（Node B）的天线数都取 2，天线之间的距离都为 0.5 个波长，链路方向为下行，即由基站到用户端的信道。仿真结果如图 3.13～图 3.28 所示。

在图 3.13 中，由于 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case A 规定只有一条路径，因此在得到的信道矩阵 \mathbf{H} 的每个元素的时域衰落特性图中，只有一条曲线。在图 3.14 中，由于仿真得到的各个抽头系数的功率时延谱（PDP）和标准规定的功率时延谱一致，都为 0dB，因此图形重合，看到的只是一个点。在图 3.16 中，由于标准规定的多普勒频谱为经典型，因此仿真得到的各个抽头系数的多普勒频谱应该是完全对称的“U”型谱，但由于受迭代次数的影响，实际的仿真结果和理论值存在一定的误差。

在图 3.17 中，由于 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case B 规定有 4 条路径，因此在仿真得到的信道矩阵 \mathbf{H} 的每个元素的时域衰落特性图中，有 4 条曲线。在图 3.18 中，“圆点”表示标准规定的功率时延谱，“方点”表示仿真得到的各个抽头系数的功率时延谱（PDP），从图中可看到第 1 个抽头两者图形重合，看到的只是一个点，第 2、3 和 4 个抽头的仿真结果和理论值存在一定的误差。在图 3.20 中，标准规定的多普勒频谱为经典谱，仿真得到的各个抽头系数的多普勒频谱近似于对称的“U”型谱。

在图 3.21 和图 3.25 中，按 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case C、Case D 规定各有 6 条路径，因此在得到的信道矩阵 \mathbf{H} 的每个元素的时域衰落特性图中，也各有 6 条曲线。在图 3.22 和图 3.26 中，同样用“圆点”表示标准规定的功率时延谱，“方点”表示仿真得到的各个抽头系数的功率时延谱（PDP），6 个抽头中，有的两者图形重合，有的两者存在着很小的误差。在图 3.24 和图 3.28 中，由于标准规定的多普勒频谱为 Laplacian 型，因此仿真得到的各个抽头系数的多普勒频谱不是完全对称的“U”型谱，而是 Laplacian 形状，但由于在时域引入了一方向角，所以在频域关于零点不完全对称，而且由于受迭代次数的影响，实际的仿真结果

和理论值也存在少量的误差。

图 3.15、图 3.19、图 3.23 和图 3.27 分别给出了 Case A、Case B、Case C 和 Case D 中各条路径的信道矩阵的各个元素之间的空间相关性和平面相关性。

(1) 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case A

Case A 信道矩阵 \mathbf{H} 的时域衰落特性曲线如图 3.13 所示, 图中 $\text{Tx}\#m\text{-Rx}\#n$ 分别表示第 m 根发射天线和第 n 根接收天线。

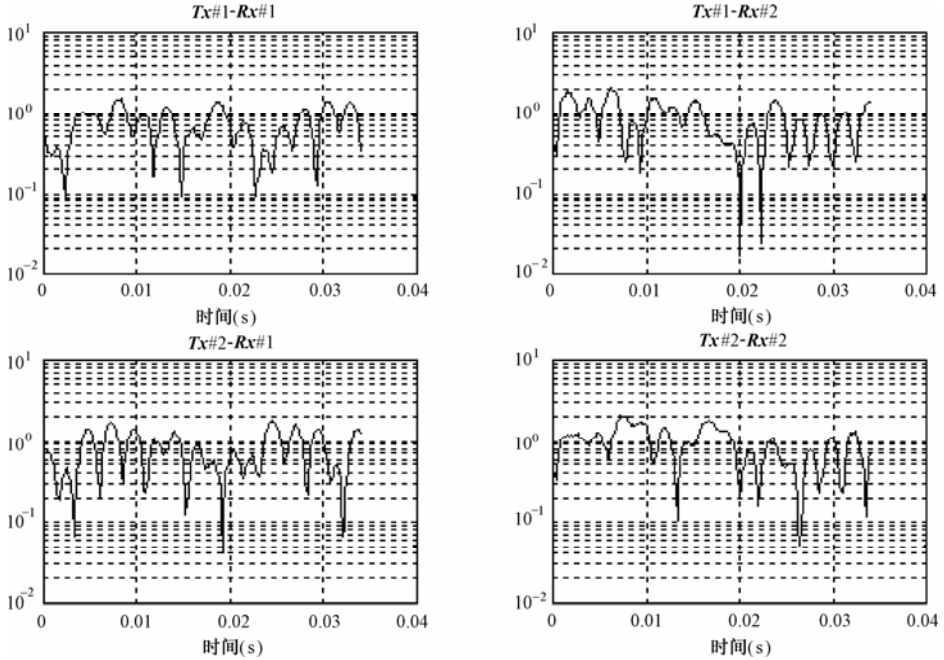


图 3.13 Case A 信道矩阵 \mathbf{H} 的时域衰落特性曲线

Case A 抽头系数的功率时延谱 (PDP) 曲线如图 3.14 所示。

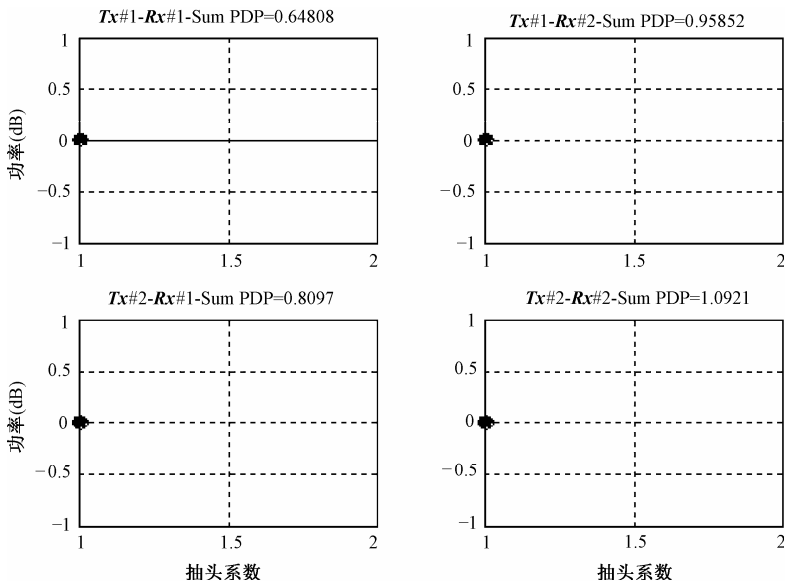


图 3.14 Case A 抽头系数的功率时延谱曲线

Case A 信道矩阵的空间相关特性，图 3.15 给出了各条路径的信道矩阵的各个元素之间的空间相关曲线，在 Case A，只有一条路径，上图为立体图，下图为平面图。

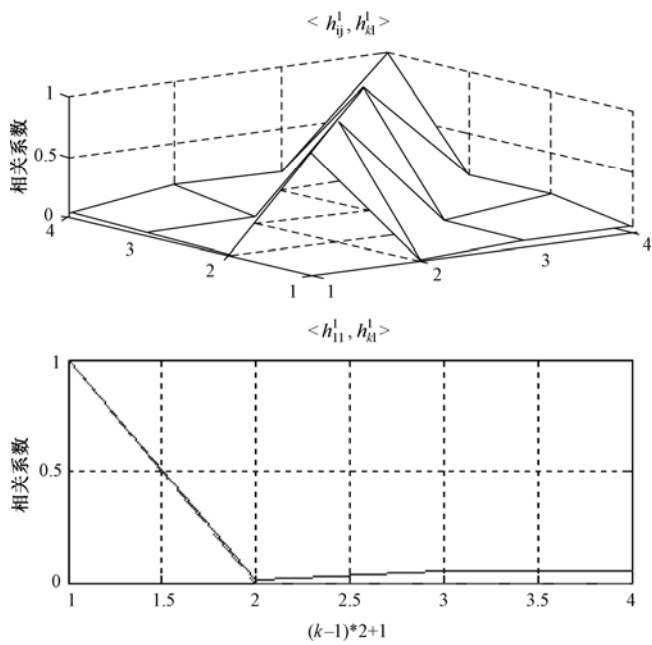


图 3.15 Case A 各条路径的信道矩阵元素之间的空间相关曲线

Case A 抽头系数的多普勒频谱。图 3.16 给出了各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱。

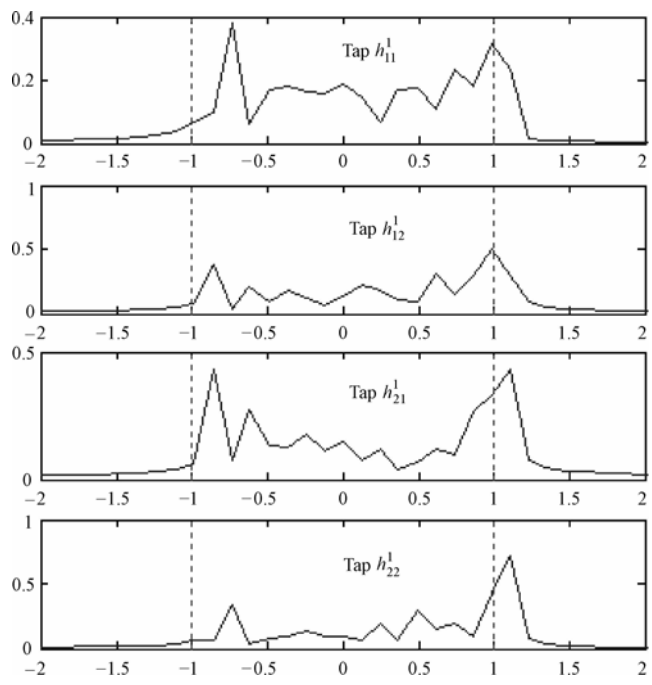


图 3.16 Case A 各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱曲线

(2) 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case B

Case B 信道矩阵 \mathbf{H} 的时域衰落特性曲线如图 3.17 所示，共有 4 条路径。

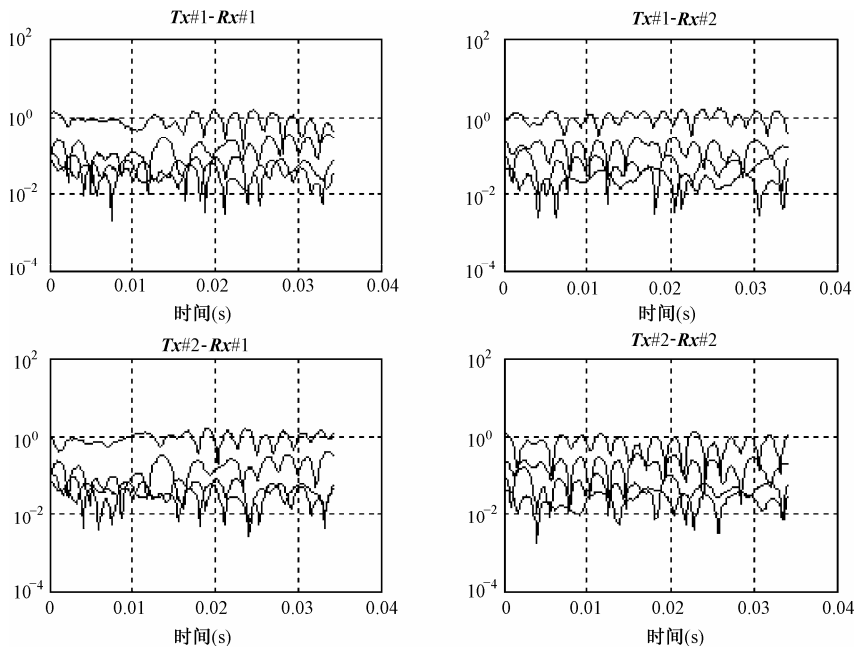


图 3.17 Case B 信道矩阵 \mathbf{H} 的时域衰落特性曲线

Case B 的抽头系数的功率时延谱 (PDP) 曲线如图 3.18 所示，图中的圆形表示理论值，方形表示仿真值。

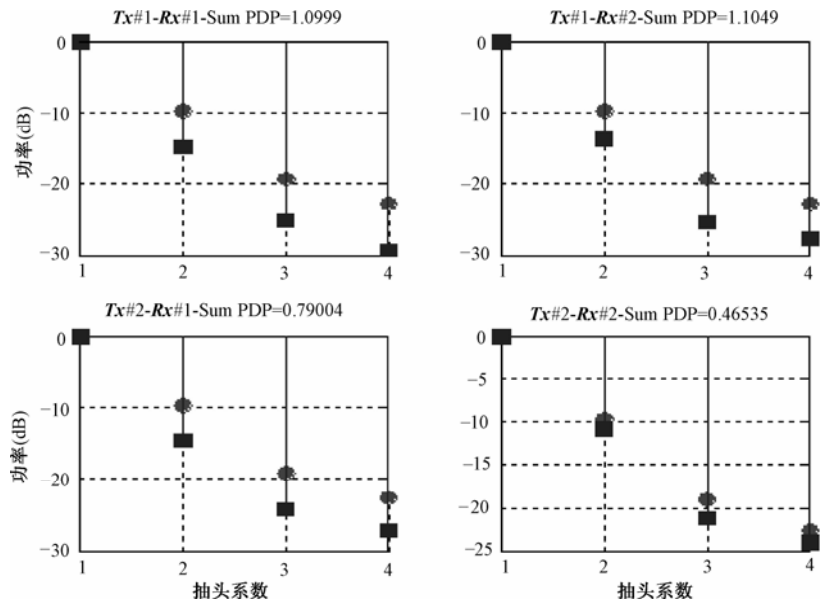


图 3.18 Case B 抽头系数的功率时延谱 (PDP) 曲线

Case B 信道矩阵的空间相关特性，图 3.19 给出了各条路径的信道矩阵的各个元素之间的空间相关曲线，上图为立体图，下图为平面图。

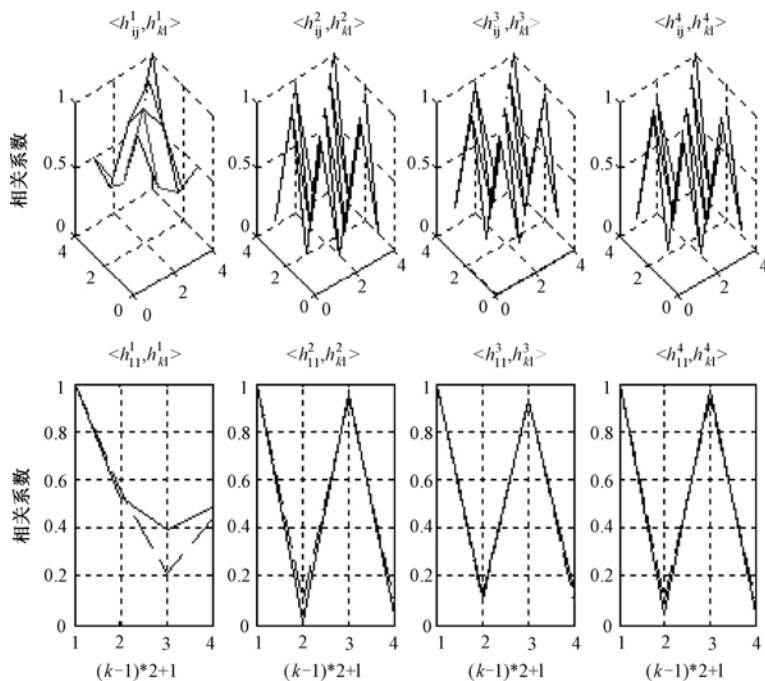


图 3.19 Case B 各条路径的信道矩阵的各个元素之间的空间相关曲线

Case B 的抽头系数的多普勒频谱。图 3.20 给出了各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱。

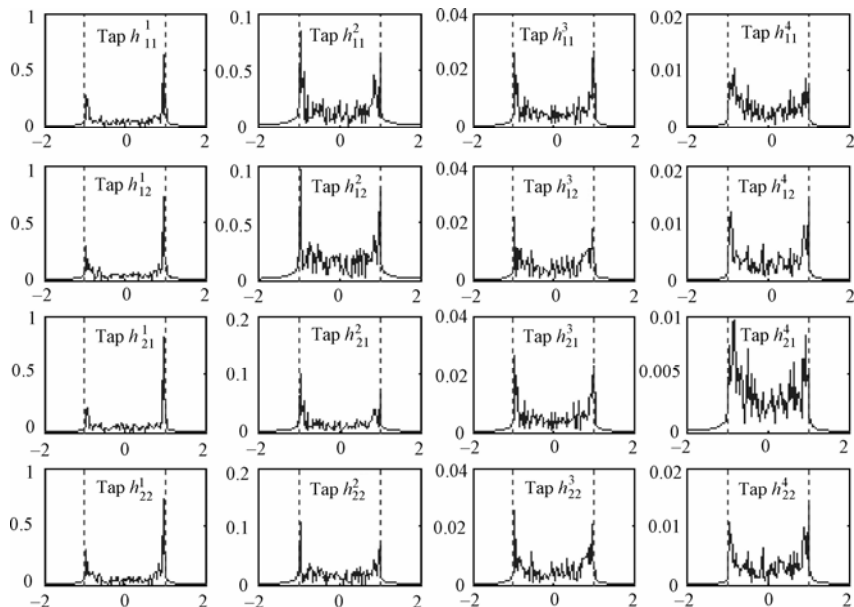


图 3.20 Case B 各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱

(3) 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case C

Case C 信道矩阵 \mathbf{H} 的时域衰落特性曲线如图 3.21 所示。

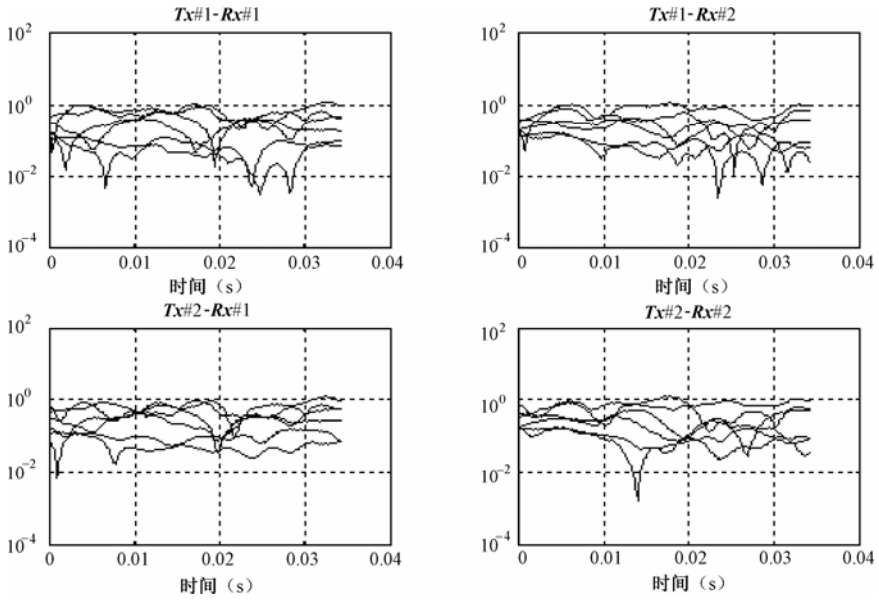


图 3.21 Case C 信道矩阵 H 的时域衰落特性曲线

Case C 的抽头系数的功率时延谱 (PDP) 曲线如图 3.22 所示, 图中的圆形表示理论值, 方形表示仿真值。

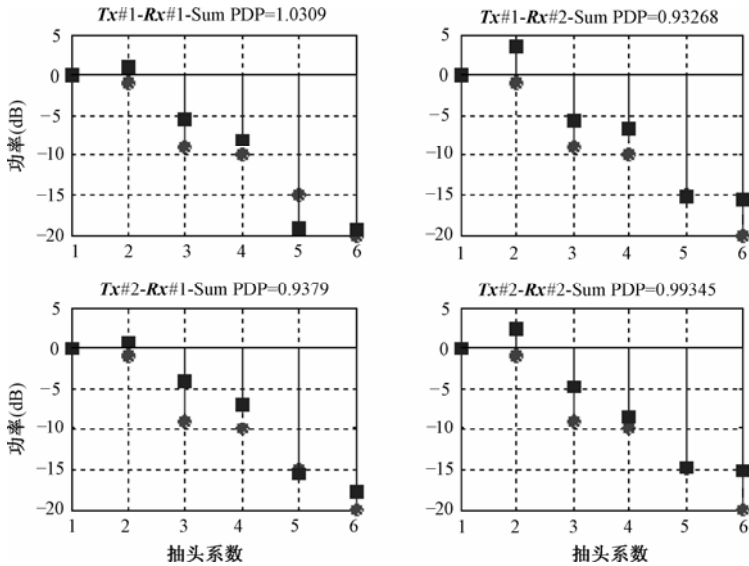


图 3.22 Case C 各抽头系数的功率时延谱曲线

Case C 信道矩阵的空间相关特性, 图 3.23 给出了各条路径的信道矩阵的各个元素之间的空间相关曲线, 上图为立体图, 下图为平面图。

Case C 的抽头系数的多普勒频谱。图 3.24 给出了各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱。

(4) 3GPP 标准 R1-02-0181 的 Case D

Case D 信道矩阵 H 的时域衰落特性曲线如图 3.25 所示。

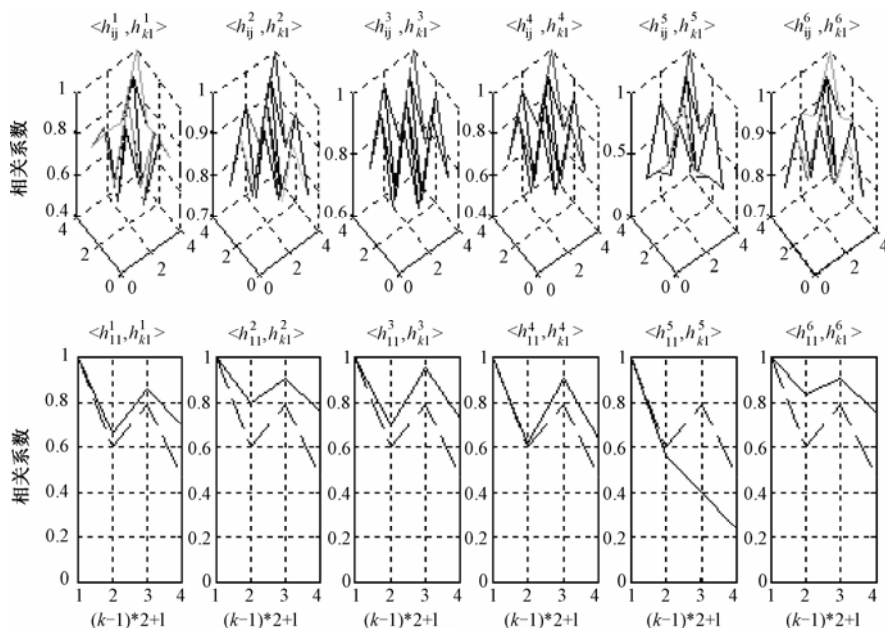


图 3.23 Case C 各条路径的信道矩阵各个元素之间的空间相关曲线

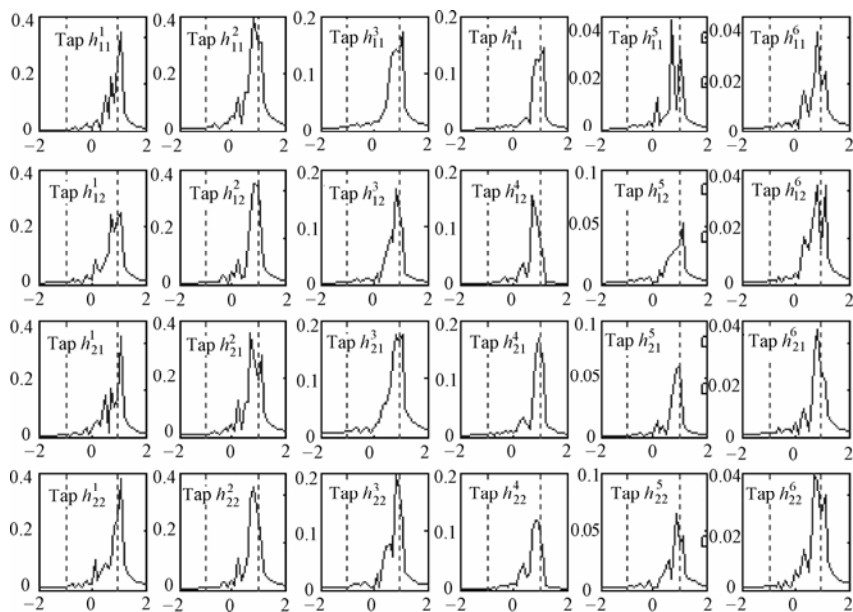


图 3.24 Case C 各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱

Case D 的抽头系数的功率时延谱 (PDP) 曲线如图 3.26 所示, 图中的圆形表示理论值, 方形表示仿真值。

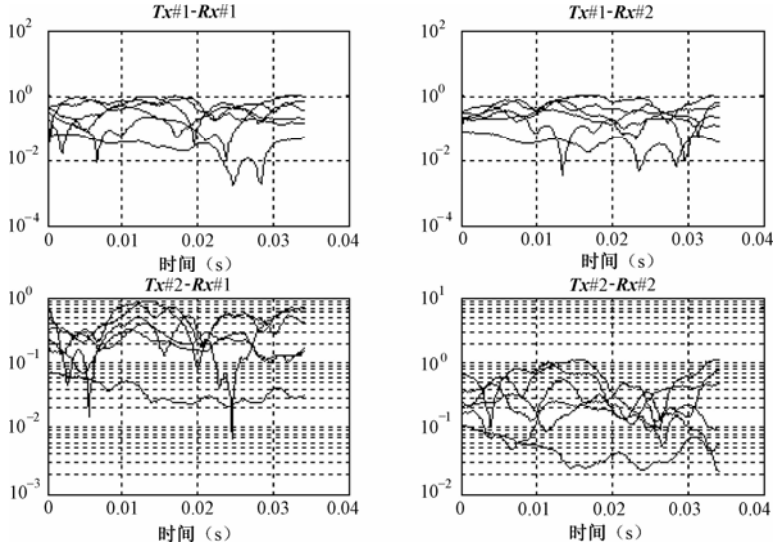
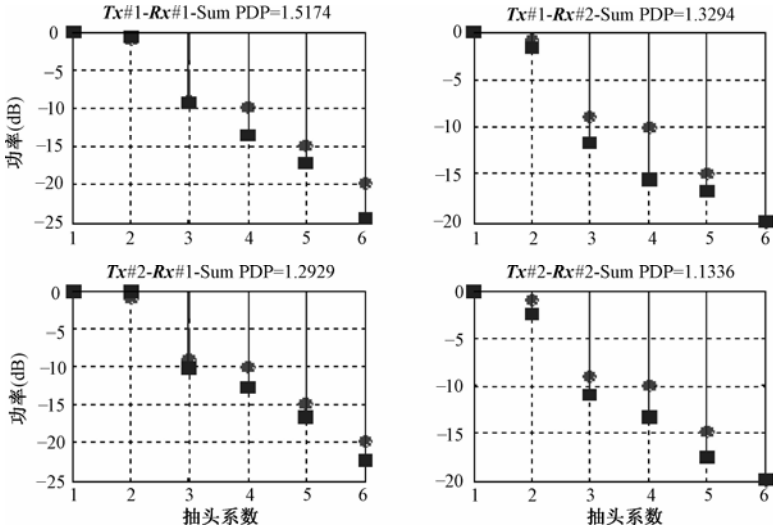

图 3.25 Case D 信道矩阵 H 的时域衰落特性曲线


图 3.26 Case D 各个抽头系数的功率时延谱曲线

Case D 信道矩阵的空间相关特性,图 3.27 给出了各条路径的信道矩阵的各个元素之间的空间相关曲线,上图为立体图,下图为平面图。

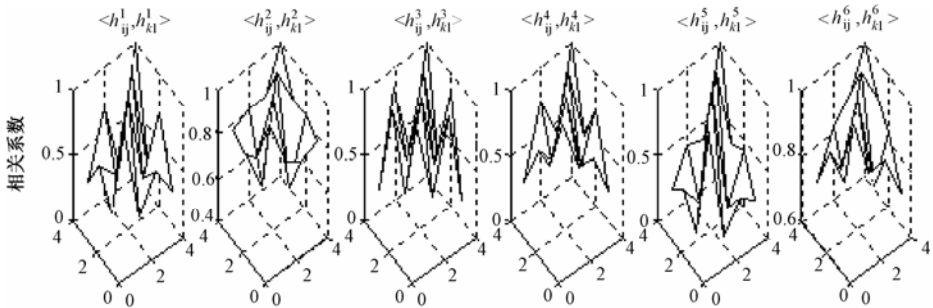


图 3.27 Case D 各条路径的信道矩阵各个元素之间的空间相关曲线

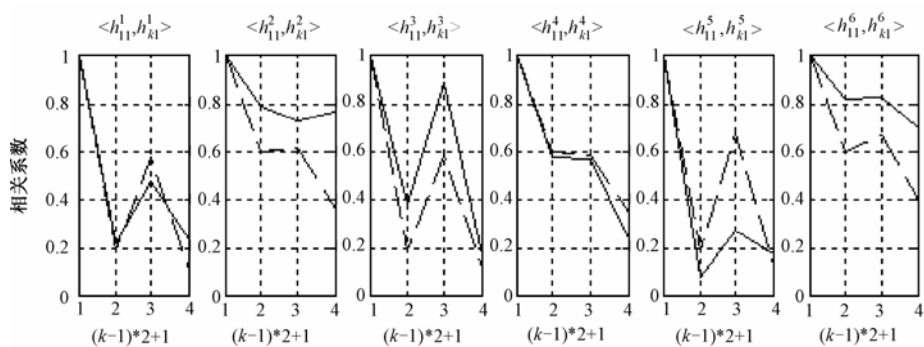


图 3.27 Case D 各条路径的信道矩阵各个元素之间的空间相关曲线 (续)

Case D 的抽头系数的多普勒频谱。图 3.28 给出了各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱，频谱的形状近似于拉普拉斯分布，这和事先假定的条件相一致。

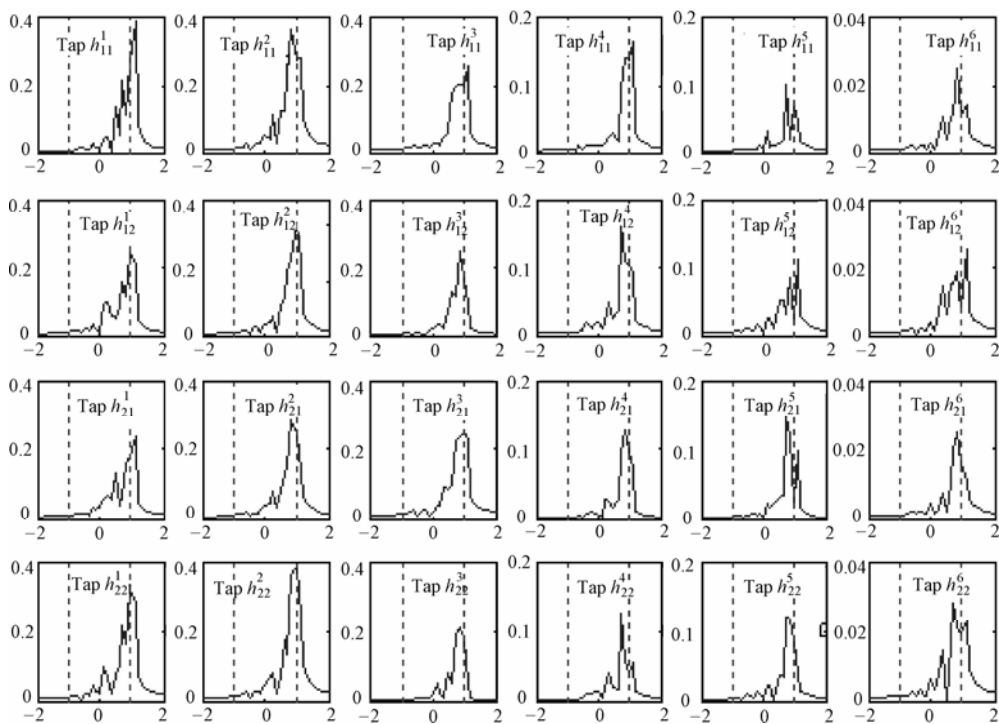


图 3.28 Case D 各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱

3.5 小结

尽管目前存在着许许多多的空时信道模型^[59]，但归纳起来，大致可分为两大类型，即确定性的空时信道模型和随机型的空时信道模型。确定性的空时信道模型只适合于某些特定的场合，实际中使用较多的是随机型的空时信道模型，所以本章在对随机 MIMO 信道理论研究的基础上，主要根据接收信号的三种功率方位谱（均匀分布、高斯分布和 Laplacian 分布）、两种多普勒频谱（经典 U 型谱和 Laplacian 谱）和收发两端天线的拓扑结构，综合了一个多

抽头的宽带 MIMO 信道模型，它实际上就是 ITU 关于单输入单输出 (SISO) 信道标准模型^[5]的推广，主要的区别是该模型的抽头系数不再是一个简单的标量，而是一个矩阵。它能同时适用于频率非选择性信道（取单个抽头系数时为窄带信道）和频率选择性信道（宽带信道），也可以把它作为研究 MIMO 无线通信系统的一个通用的空时信道模型。因为它还考虑了发射端和接收端的离开角和到达角以及它们的扩展角的影响、如何对收发天线阵列方向进行控制等，该信道模型的建立为 MIMO 链路仿真提供了一个强有力的工具，而且还研究了多天线的位罝误差（假定服从均匀分布）对系统性能的影响。

在仿真方面，利用 MATLAB 和 C 语言，创建了一个 MIMO 无线信道模型的仿真平台，给出了仿真思路和仿真流程，以及相关衰落产生和天线阵列方向控制的方法，并结合 3GPP 有关 MIMO 信道模型方面的一些标准，对理论上建立的模型进行了计算机仿真，给出了一些主要的仿真结果，其中包括接收信号的基带包络相关系数和场强相关系数（一般场强相关系数的性能要优于包络相关系数，因为后者失去了前者的相位信息）、基站和移动台的包络相关矩阵和场强相关矩阵；上行或下行链路的 MIMO 信道的包络相关矩阵和场强相关矩阵；3GPP 标准 R1-02-0181 中 Case A, Case B, Case C, Case D 的信道矩阵 \mathbf{H} 的时域衰落特性曲线、各条路径和各个抽头系数的功率时延谱 (PDP)、各条路径的信道矩阵各个元素之间的空间相关曲线、各条路径和各个抽头系数的多普勒频谱，并把这些结果和理论值进行了分析比较，发现两者基本上相互吻合。该仿真平台为本书第 4 章 MIMO 信道容量的分析、第 6 章的 MIMO 实现算法仿真提供了一个十分有用的工具。在研究多天线的位罝误差对系统性能的影响时，采用一均匀分布的随机变量来模拟位罝误差，在仿真中发现随机变量的变化范围在 0~0.01 之间，天线的相关函数基本不受影响，而随机变量的变化范围在 0.01~1/3 之间，天线的相关函数就基本上变得面目全非了。

第4章 MIMO信道的容量分析与仿真



本章内容提要

本章首先对平均分配天线发射功率的 SISO、SIMO、MISO 和 MIMO 信道的容量进行了分析和比较,并对两类特殊的 MIMO 信道(全 I 信道和正交信道)的容量进行了特殊的分析,得到了容量的具体计算公式。同时通过计算机仿真实验,分别得到了这些信道容量的仿真结果。当发射天线和接收天线数很大时,给出了 MIMO 信道极限容量的一种估算方法。着重分析了天线的相关性、同时存在直射分量(LOS)和散射分量的传播环境、已知信道和未知信道的状态信息等因素对 MIMO 信道容量的影响,并给出了具体的仿真结果(图 4.5、图 4.6、图 4.8 和图 4.9)。利用数学上的奇异值分解(SVD)和特征值分解(EVD)法,结合平均功率分配方案和注水功率分配方案,给出了 MIMO 信道容量计算的另外一些形式。通过比较信道的中断容量,对 MIMO 系统的可靠性进行了分析估计,结果由图 4.10 给出。为了综合分析在特定环境中实际信道的容量,结合第 3 章建立的 MIMO 仿真信道模型,以 3GPP 标准 R1-02-0181(Case A、Case B、Case C 和 Case D)所规定的具体参数为依据,计算出了这些具体信道的信道容量的累计分布,并和相应条件下的理论容量进行了分析对比,有关结果由图 4.11~图 4.14 给出。

4.1 平均分配发射功率的MIMO信道容量分析与仿真

假定信道容量的分析模型为复数基带线性系统,发送端配有 M 根天线,接收端配有 N 根天线,发射端未知信道的状态信息,总的发射功率为 P ,每根发射天线的功率为 P/M ,每根接收天线接收到的总功率等于总的发射功率,信道受到加性白高斯噪声(AWGN)的干扰,且每根接收天线上的噪声功率为 σ^2 ,于是每根接收天线上的信噪比(SNR)为 $\zeta=P/\sigma^2$ 。又假定发射信号的带宽足够窄,信道的频率响应可以认为是平坦的,用 $M \times N$ 的复矩阵 \mathbf{H} 来表示信道矩阵, \mathbf{H} 的第 ij 元素 h_{ij} 表示第 i 根发射天线到第 j 根接收天线的信道衰落系数。

1. 单输入单输出(SISO)信道的容量

采用单根天线发射和单根天线接收(1×1)的通信系统也称为单输入单输出(SISO)系统,对于确定性的 SISO 信道,由于 $M=N=1$,信道矩阵 \mathbf{H} 退化为单个信道系数 $h=1$,信噪比大小为 ζ ,根据 Shannon 公式,该信道的归一化容量可表示为^[1,21]

$$C=\log_2(1+\zeta) \quad (4.1)$$

该容量的取得一般不受编码或信号设计复杂性的限制,即只要信噪比每增加 3dB,信道容量

每秒每赫兹增加 1 比特。实际的无线信道是时变的，要受到衰落的影响，如果用 h 表示在观察时刻，单位功率的复高斯信道的幅度，信道容量可表示为

$$C = \log_2(1 + \zeta h^2) \quad (4.2)$$

这是个随机变量，可以计算其分布，SISO (1×1) 的信道容量累积分布的仿真结果在图 4.1、图 4.2、图 4.3 和图 4.4 中都有所表示，从这些图中可以看到，由于受到衰落的影响，SISO 信道的容量值都较小。

从随机信道容量的分布图中可以提取两个与实际设计有关的统计参数^[3]，一个是平均信道容量 C_{av} (Average Capacity)，即 C 的所有样本的平均，它表示了一条无线链路能够提供的平均数据传输速率，另一个参数是中断容量 C_{out} (Outage Capacity)，它定义了确保高可靠性服务的数据传输速率，即

$$Prob\{C \geq C_{out}\} = 99.9 \cdots 9\% \quad (4.3)$$

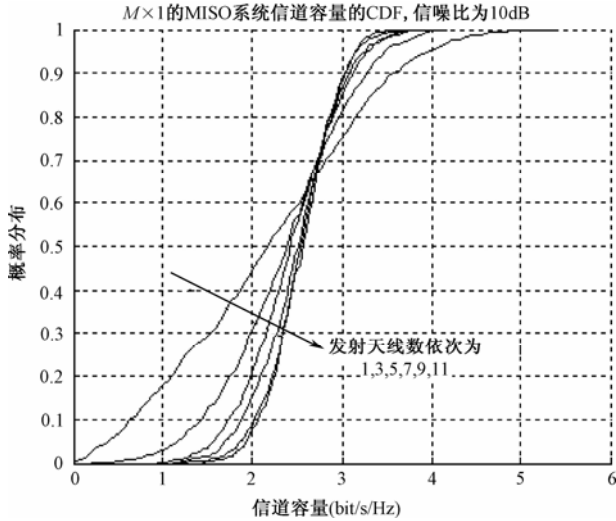


图 4.1 多输入单输出 (MISO) 信道容量累计概率分布曲线

2. 多输入单输出 (MISO) 信道的容量

对于多输入单输出 (MISO) 信道，发射方配有 M 根天线，接收方只有一根天线 $N=1$ ，这相当于发射分集，信道矩阵 \mathbf{H} 变成一矢量： $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_M]^H$ ，其中 h_i 表示从发射方的第 i 根天线到接收方的信道幅度，符号“ $[\cdot]^H$ ”表示复共轭转置，如果信道的幅度固定，则该信道的容量可以表示为^[3, 4, 60]

$$\begin{aligned} C &= \log_2(1 + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \frac{\xi}{M}) \\ &= \log_2(1 + \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \frac{\xi}{M}) \\ &= \log_2(1 + \xi) \end{aligned} \quad (4.4)$$

上式中 $\sum_{i=1}^M |h_i|^2 = M$ ，这是由于假定信道的系数固定，且受到归一化的限制，该信道容量不会随着发射天线数目的增加而增大。如果信道系数的幅度随机变化，则该信道容量可以表示为

$$C = \log_2(1 + \chi_{2M}^2 \frac{\xi}{M}) \quad (4.5)$$

其中, χ_{2M}^2 是自由度为 $2M$ 的 χ 平方随机变量, 且 $\chi_{2M}^2 = \sum_{i=1}^M |h_i|^2$, 显然信道容量也是一个随机变量。图 4.1 是该信道容量的 Monte-Carol 仿真结果, 它反映了信道容量累计分布与发射天线数的变化关系。在仿真中, 假定信道系数服从瑞利分布, 发射天线数分别取 1、3、5、7、9、11, 信噪比取 10dB, 迭代次数分别为 10000, 从图中可以看到随着发射天线数的增加 (从左到右), 信道容量也增加, 但如果天线数已经很大, 再增加数量, 信道容量的改善并不明显。

3. 单输入多输出 (SIMO) 信道的容量

对于单输入多输出 (SIMO) 信道, 即接收方配有 N 根天线, 发射方只有一根天线 $M=1$, 这相当于接收分集, 信道可以看成是由 N 个不同系数组成, 即 $\mathbf{H}=[h_1, h_2, \dots, h_N]$, 其中 h_j 表示从发射方到接收方的第 j 根天线的信道系数, 如果信道系数的幅度固定, 则该信道容量可以表示为^[3, 4, 60]

$$\begin{aligned} C &= \log_2(1 + \mathbf{H}\mathbf{H}^H \xi) \\ &= \log_2(1 + \sum_{j=1}^N |h_j|^2 \xi) \\ &= \log_2(1 + N\xi) \end{aligned} \quad (4.6)$$

上式中 $\sum_{j=1}^N |h_j|^2 = N$, 这是由于信道系数被归一化, 从信道容量的计算公式可看出: 单输入多输出信道 (SIMO) 与单输入单输出 (SISO) 信道相比获得了大小为 N 倍的分集增益。如果信道系数的幅度随机变化, 则该信道容量可以表示为

$$C = \log_2(1 + \chi_{2N}^2 \xi) \quad (4.7)$$

其中, χ_{2N}^2 是自由度为 $2N$ 的 χ 平方随机变量, 且 $\chi_{2N}^2 = \sum_{j=1}^N |h_j|^2$, 信道容量也是随机变量。

图 4.2 是该信道容量的 Monte-Carol 仿真结果, 它反映了信道容量累计分布与接收天线数的变化关系。在仿真中, 仍假定信道系数服从瑞利分布, 接收天线数分别取 1、3、5、7、9、11, 信噪比取 10dB, 迭代次数分别为 10000, 从图中可以看到随着接收天线数的增加 (从左到右), 信道容量也增加, 与 MISO 信道一样, 如果天线数已经很大, 这时再增加天线的数量, 信道容量的改善不是很大。

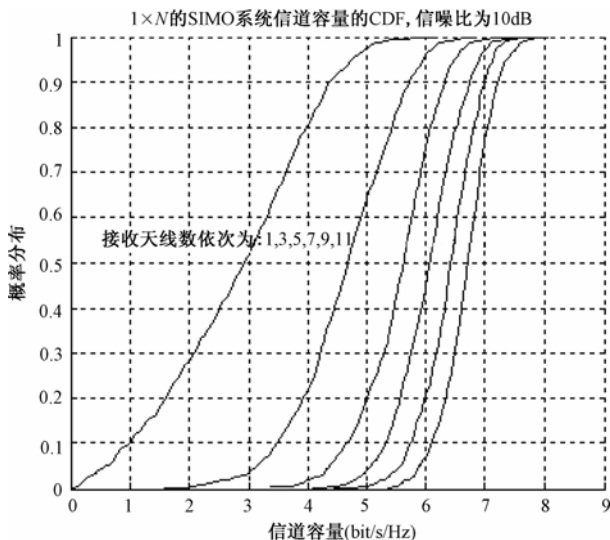


图 4.2 单输入多输出 (SIMO) 信道容量累计概率分布曲线

4. 多输入多输出 (MIMO) 信道的容量

对于分别配有 M 根发射天线和 N 根接收天线的多输入多输出 (MIMO) 信道, 发射端在不知道传输信道的状态信息条件下, 如果信道的幅度固定, 则信道容量可以表示为^[3, 4, 60]

$$C = \log_2[\det(\mathbf{I}_{\min} + \frac{\xi}{M}\mathbf{Q})] \quad (4.8)$$

其中, \min 为 M 和 N 中的最小数, \mathbf{I}_{\min} 为 $\min \times \min$ 的单位矩阵, $\det(\cdot)$ 表示矩阵“ \cdot ”的行列式, 矩阵 \mathbf{Q} 的定义如下^[61]:

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}^H \mathbf{H}, & \text{当 } N < M \text{ 时} \\ \mathbf{H} \mathbf{H}^H, & \text{当 } N > M \text{ 时} \end{cases} \quad (4.9)$$

(1) 全“1”信道矩阵的 MIMO 系统

对于全“1”信道矩阵的 MIMO 系统, 即 $h_{ij} = 1, i = 1, 2, \dots, M, j = 1, 2, \dots, N$, 如果接收端采用相干检测合并技术, 那么经过处理后的每根天线上的信号应同频同相, 这时可以认为来自 M 根发射天线上的信号都相同, 即 $s_i = s, i = 1, 2, \dots, M$, 第 j 根天线接收到的信号可表示为 $r_j = Ms$, 且该天线接收的功率可表示为 $PR_j = M^2(P/M) = MP$, 则在每根接收天线上取得的等效信噪比为 $M\xi$ (由于在本节的开始已假定每根发射天线的功率为 P/M , 每根接收天线上的噪声功率为 σ^2), 因此在接收端取得的总信噪比为 $MN\xi$, 此时的多天线系统等效为某种单天线系统, 但这种单天线系统相对于原来的单天线系统, 取得了 MN 倍的分集增益, 信道容量可以表示为

$$C = \log_2(1 + MN\xi) \quad (4.10)$$

如果接收端采用非相干检测合并技术, 由于经过处理后的每根天线上的信号不尽相同, 在每根接收天线上取得的信噪比仍然为 ξ , 因为 $(M^2 P/M)/\sigma^2 = \xi$, 接收端取得的总信噪比为 $N\xi$, 此时等效的多天线系统与原来的单天线系统相比, 获得了 N 倍的分集增益, 信道容量表示为

$$C = \log_2(1 + N\xi) \quad (4.11)$$

(2) 正交传输子信道的 MIMO 系统

对于正交传输子信道的 MIMO 系统, 即由多根天线构成的并行子信道相互正交, 单个子信道之间不存在相互干扰, 为方便起见, 假定收发两端的天线数相等 ($M=N=L$), 信道矩阵可表示为: $\mathbf{H} = \sqrt{L}\mathbf{I}_L$, \mathbf{I}_L 为 $L \times L$ 的单位矩阵, 系数 \sqrt{L} 是为了满足功率归一化的要求而引入的, 利用容量式 (4.8) 可得:

$$\begin{aligned} C &= \log_2[\det(\mathbf{I}_L + \frac{\xi}{L}\mathbf{H}\mathbf{H}^H)] \\ &= \log_2[\det(\mathbf{I}_L + \frac{\xi}{L}L\mathbf{I}_L)] \\ &= \log_2[\det(\text{diag}(1 + \xi))] \\ &= \log_2[1 + \xi]^L \\ &= L\log_2[1 + \xi] \end{aligned} \quad (4.12)$$

与原来的单天线系统相比, 信道容量获得了 L 倍的增益, 也可看成是由于各个天线的子信道之间解耦后的结果。

如果信道系数的幅度随机变化，MIMO 信道的容量为一随机变量，它的平均值可以表示为^[62]

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_r + \frac{\zeta}{M} \mathbf{Q} \right) \right] \right\} \quad (4.13)$$

其中， r 为信道矩阵 \mathbf{H} 的秩， $r \leq \min(M, N)$ ，矩阵 \mathbf{Q} 的定义同式 (4.9)，符号 “ $E\{\cdot\}$ ” 表示相对信道矩阵求数学期望。

图 4.3 是该信道容量的 Monte-Carol 仿真结果，它反映了信道容量累计分布与发射和接收天线数的变化关系。在仿真中，仍假定信道系数服从瑞利分布，发送天线数和接收天线数分别取 1×1 、 3×3 、 5×5 、 7×7 、 9×9 、 11×11 ，信噪比仍然取 10dB，迭代次数分别为 10000，从图中可以看到随着天线数的增加（从左到右），信道容量也不断增加，而且多输入多输出（MIMO）系统与单输入单输出（SISO）系统相比，信道容量有了大幅度的提高。

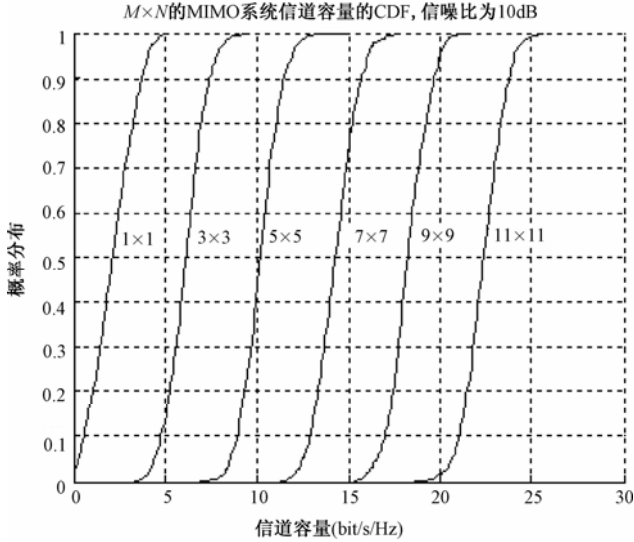


图 4.3 多输入多输出（MIMO）信道容量累计概率分布曲线

5. MIMO信道的极限容量及分析

当发射天线和接收天线数很大时，式 (4.13) 的计算变得很复杂，但可以借助于 Laguerre 多项式进行估计^[3]，即

$$C = \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{1}{M} \xi \lambda \right) \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k}{(k+n+m)!} \left[\mathbf{L}_k^{(n-m)}(\lambda) \right]^2 \lambda^{n-m} e^{-\lambda} d\lambda \quad (4.14)$$

其中， $m = \min(M, N)$ ， $n = \max(M, N)$ ， $\mathbf{L}_k^{(n-m)}(x)$ 为次数为 k 的 Laguerre 多项式^[63]，如果令 $\lambda = n/m$ ，即当天线数 (m, n) 增加时，它们的比值 λ 保持不变，可以推得用 m 归一化的信道容量表示式为^[3]

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{C}{m} = \frac{1}{2\pi} \int_{v_1}^{v_2} \log_2 \left(1 + \frac{m\xi}{M} v \right) \sqrt{\left(\frac{v_2}{v} - 1 \right) \left(1 - \frac{v_1}{v} \right)} dv \quad (4.15)$$

其中， $v_2 = (\sqrt{\tau} + 1)^2$ ， $v_1 = (\sqrt{\tau} - 1)^2$ ， $\tau = n/m$ 。在快速瑞利衰落的条件下，令 $m = n = M = N$ ，得 $v_1 = 0$ ， $v_2 = 4$ ，渐进信道容量式 (4.15) 为

$$\lim_{n \rightarrow \infty} C/n = 1/(\pi) \int_0^4 \log_2(1+\xi v) \sqrt{(1/v-1/4)} dv \quad (4.16)$$

再利用不等式: $\log(1+x) \geq \log(x)$, 式 (4.16) 可简化为

$$\lim_{n \rightarrow \infty} C/n \dots \frac{1}{\pi} \int_0^4 \log_2(\xi v) \sqrt{(1/v-1/4)} dv \dots \log_2(\xi) - 1 \quad (4.17)$$

式 (4.17) 表明, 极限信道容量随着天线数 (n) 成线性关系地增加, 随着信噪比 (ξ) 成对数关系地增加。

6. SISO、MISO、SIMO和MIMO信道容量的综合分析比较

为了综合比较和分析上述四种信道 (SISO、MISO、SIMO 和 MIMO) 的信道容量, 分别选择了 1×1 、 8×1 、 19×1 、 1×8 、 1×19 、 3×3 、 10×10 七种天线结构方案, 仍以瑞利衰落信道为例, 采用 Monte-Carol 方法, 分别经过 10000 次迭代, 得到了各自的信道容量累计分布曲线, 将它们绘制在同一图上, 如图 4.4 所示, 信噪比为 12dB。

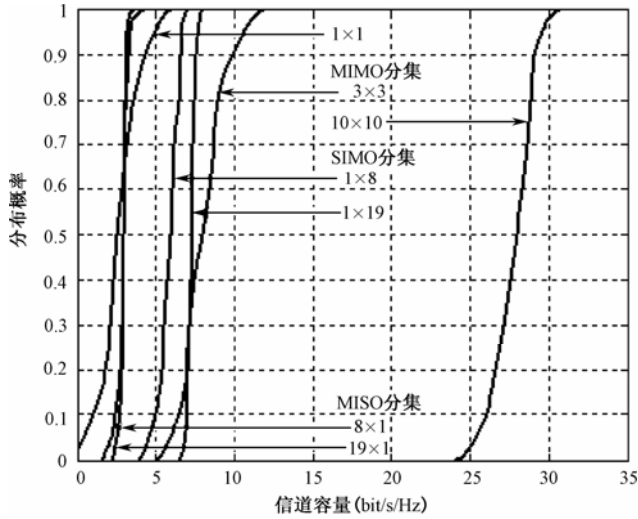


图 4.4 SISO MISO、SIMO、MIMO 信道容量的比较曲线 (SNR=12dB)

与常规智能天线系统相比, MIMO 系统能以多种方式改变平均信道容量 (C_{av}) 和中断信道容量 (C_{out})。特别是 MIMO 系统具有有效增加 C_{av} 和 C_{out} 的独特性质。从图 4.4 中的 “ 1×8 ” 根和 “ 1×19 ” 根天线方案的信道容量累计分布曲线中, 可以看到多根天线对信道容量的影响情况, 两条曲线的中断容量 (曲线底部) 和平均容量 (曲线中部) 都得到了改善, 这是由于空间分集减小了衰落的影响, 天线合并增加了信噪比。然而从 8 根天线增加到 19 根天线, 性能并没有得到明显的改善, 这是由于空间分集的效果很快就趋于稳定, 而且由 SNR 的增加而获得的平均信道容量的改善也是有限的, 因为信噪比 SNR 和信道容量 C 是对数函数关系。

同理, 从图 4.4 中的 “ 8×1 ” 和 “ 19×1 ” 信道容量累计分布曲线上, 可以得到有关 MISO 信道容量的几点分析结果, 即由于发射机事先并不知道信道的状态信息, 无法在多根发射天线中采用波束形成技术和自适应分配发射功率, 因此系统的平均容量没有改善, 而中断容量却得到了改善。这是由于空间分集的作用, 而这种作用的效果随着天线数的增加而很快趋于饱和。

从图 4.4 中的 “ 3×3 ” 和 “ 10×10 ” 信道容量累计分布曲线上, 可以看出 MIMO 系统在改善信道的平均容量和中断容量方面的优势是明显的。事实上, 当天线数 $M=N$ 较大时, 平均

信道容量可简单地近似为随 M 线性增加：

$$C_{av} \approx M \log_2(1 + \zeta) \quad (4.18)$$

一般来说，当平均发射功率一定时，信道容量与最小的天线数 $\min(M, N)$ 成正比。因此在理论上，对于理想的随机信道，可以获得无限大的信道容量，只要能为多根天线和相应的射频（RF）链路付出足够的代价和提供更大的空间，实际上这是不可能的，因为它要受到实现方法和物理信道本身的限制。

7. 天线相关性和系统参数对MIMO信道容量的影响

(1) 天线的相关性

MIMO 信道的容量在很大程度上取决于天线之间的去相关性能^[64, 65]和 MIMO 信道矩阵的满秩情况，在 MIMO 信道模型中，考虑相关性的方式类似于通常在波束形成（BF）信道模型中的做法。用一个相关矩阵前乘或后乘信道矩阵来控制天线的相关度，使其成为路径角度、天线间隔和工作波长的函数。例如对于接收天线相关的 MIMO 信道，信道矩阵可表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\varphi_r, d_r}^{1/2} \mathbf{H}_0 \quad (4.19)$$

其中， \mathbf{H}_0 为理想的独立同分布的 MIMO 信道矩阵，而 $\mathbf{R}_{\varphi_r, d_r}$ 为 $N \times N$ 维接收相关矩阵， φ_r 为接收角度扩展， d_r 为接收天线的间距。同理，考虑发射天线相关时，信道矩阵则表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 \mathbf{R}_{\varphi_t, d_t}^{1/2} \quad (4.20)$$

其中， $\mathbf{R}_{\varphi_t, d_t}$ 为 $M \times M$ 维发射相关矩阵， φ_t 为发射角度扩展， d_t 为发射天线的间距。如果收发两端的天线都考虑相关时，很显然，信道矩阵则可表示成下列形式：

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\varphi_r, d_r}^{1/2} \mathbf{H}_0 \mathbf{R}_{\varphi_t, d_t}^{1/2} \quad (4.21)$$

为了比较和分析天线的相关性对信道容量的具体影响，以 2×2 的 MIMO 信道为例进行了计算机仿真，选择 \mathbf{H}_0 为独立同分布的瑞利衰落信道。

$$\mathbf{R}_{\varphi_t, d_t}^{1/2} = \mathbf{R}_{\varphi_r, d_r}^{1/2} = \begin{pmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{pmatrix}$$

而 ρ 分别取 0、0.2、0.8 和 0.95 四种情况，得到的仿真结果如图 4.5 所示，从图中可以看到当天线的相关系数较小（0.2）时，对信道的容量基本上未造成多大的损害，但当相关系数较大（0.95）时，对信道容量的影响较大，而且信噪比越大，造成的损害就越大。

(2) 系统的参数

在同时存在直射路径（LOS）和散射分量的传播环境中，多输入多输出（MIMO）无线系统一般用莱斯（Rician）信道模型来近似^[61]，其中莱斯因子（ K ）的选择决定了该模型的性质。实际使用时，常把 MIMO 莱斯信道矩阵作如下分解^[66]：

$$\mathbf{H} = D\mathbf{H}_{LOS} + \mathbf{H}_{Ray} \quad (4.22)$$

其中， \mathbf{H}_{LOS} 代表无散射、仅有直射路径的信道矩阵， \mathbf{H}_{Ray} 代表仅有散射、而无直射路径的信道矩阵， D^2 和 $2\sigma^2$ 分别为直射分量和散射分量的功率，两者之比就是莱斯因子（ K ）。为了分析和比较 K 因子对 MIMO 信道容量的具体影响，仍以 2×2 的 MIMO 信道为例进行计算机仿真，选择 \mathbf{H}_{Ray} 为独立同分布的瑞利衰落信道。

$$\mathbf{H}_{LOS} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$$

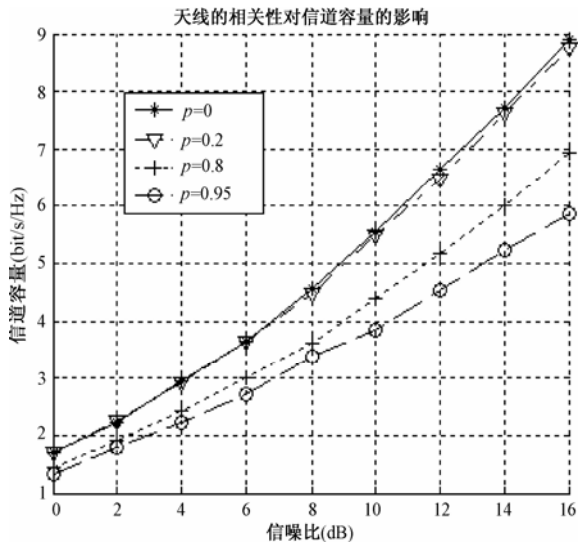


图 4.5 天线的相关对信道容量的影响比较曲线

而 K 因子分别取 0、1、10 和 100 四种情况，得到的仿真结果如图 4.6 所示，从图中可以看出当 K 因子较小时 ($K=1$)，对信道容量的影响不大，而当 K 因子较大时 ($K=100$) 时，对信道容量造成的损害较大，而且随着信噪比的增大，造成的损害的程度也会增加。

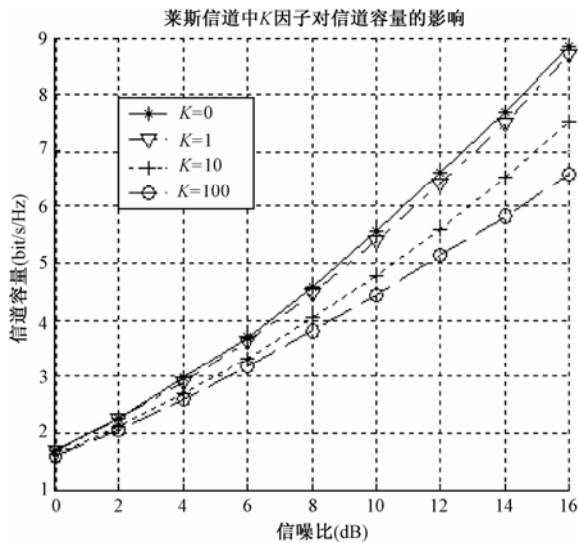


图 4.6 莱斯信道中 K 因子对信道容量的影响比较曲线

4.2 自适应分配发射功率的MIMO信道容量分析与仿真

1. 奇异值和特征值分析法

在某种意义上说，在无线通信系统中进行 MIMO 技术研究的目的是为了探求在丰富的多径环境下，如何去获得多个有效的通信正交子信道，以便进一步增加链路两端的信道容量。

正交性意味着这些子信道互相之间是独立的，在数学上，两个终端之间的独立子信道数目可以通过对信道矩阵 \mathbf{H} 进行奇异值分解 (SVD) [67]，或者对瞬时相关矩阵 \mathbf{R} 进行特征值分解 (EVD) [67] 来估计。具体过程如下：

$$\text{SVD: } \mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (4.23)$$

其中， \mathbf{U} 、 \mathbf{V} 为酉矩阵，可表示为矢量的形式，即 $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_M]$ ， $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_N]$ ， $\mathbf{\Sigma}$ 为对角矩阵，即 $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_K)$ ， σ_k 为第 k 个奇异值，且 $\sigma_1 \succ \sigma_2 \dots \succ \sigma_K = 0$ ；

$$\text{EVD: } \mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Gamma} \mathbf{U}^H \text{ 或 } \mathbf{R}^H = \mathbf{V} \mathbf{\Gamma} \mathbf{V}^H \quad (4.24)$$

上式中 $\mathbf{\Gamma}$ 为对角矩阵，即 $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K)$ ， γ_k 为第 k 个特征值，有 $\mathbf{\Gamma}_{ij} = \Sigma_{ij}^2$ ，且 $\gamma_1 \succ \gamma_2 \dots \succ \gamma_K = 0$ 。

有时使用归一化特征值 λ_k ，而不是 γ_k ，归一化是相对于所有的单个移动台天线单元和单个基站天线单元之间的平均功率 $|\alpha_{mn}|^2$ 进行的， λ_k 定义如下：

$$\lambda_k = \gamma_k / E \left[\frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\alpha_{mn}|^2 \right] \quad (4.25)$$

其中， $E[\cdot]$ 表示对时间求数学期望。

不管使用哪种数值分析方法 (EVD 或 SVD)，通常信道矩阵 \mathbf{H} 可以提供 K 个不同功率增益 λ_k 的并行子信道，且

$$K = \text{Rank}(\mathbf{R}) \leq \min(M, N) \quad (4.26)$$

上式中的函数 $\text{Rank}(\cdot)$ 、 $\min(\cdot)$ 分别表示求矩阵的秩和变量的最小值，在工程实现上，上述的 \mathbf{u} 、 \mathbf{v} 可以看成是加权矢量，而第 k 个特征值可以解释为第 k 个正交子信道的功率增益。这样便得到由并行子信道组成的 MIMO 系统框图，如图 4.7 所示。

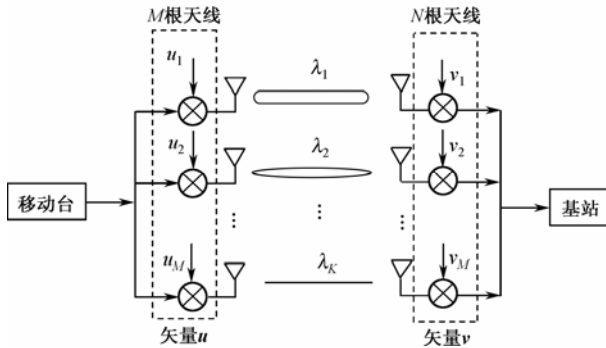


图 4.7 由 K 个并行子信道组成的 MIMO 系统框图

例如，当取 $M=N=3$ 时， $M \times N=9$ ，总共有 9 条线路，可得到 9 个信道系数 α_{mn} ，但是只有 3 个有效的正交并行子信道，每个子信道的功率增益分别为 λ_1 ， λ_2 和 λ_3 ，当 $M=N=4$ 时，则可得到 4 个这样的子信道。图 4.7 中用线段的粗细来表示各个并行子信道功率增益的差别，即 $\lambda_1 \succ \lambda_2 \dots \succ \lambda_K = 0$ 。

一般来说，为了得到加权矢量，数学上对 \mathbf{H} 进行 SVD 比较方便，而要得到特征值，则对 \mathbf{R} 进行 EVD 比较方便。EVD 是提取 MIMO 子信道的功率增益的一种最佳方式。然而，如果在实际系统的实现中，要使这种方法真正有效，在链路两端需要分别使用合适的酉矩阵 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 。因此 EVD 技术只有当信道的状态信息在发射端和接收端完全已知时，才能发挥作用。这对时分双工 (TDD) 系统来说，可以做些合理的假定，而对于频分双工 (FDD) 系统，则

要求具备有效的反馈信息。

2. 信道容量的特征值表示与分析

在 4.1 节中已给出了平均功率分配方案下的 MIMO 信道容量的计算公式 (4.8)，为了突出 K 个并行子信道的作用，式 (4.8) 可改写为

$$C = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \zeta_k) \quad (4.27)$$

其中， ζ_k 为第 k 个子信道的信噪比，定义如下：

$$\zeta_k = \lambda_k p_k / \sigma_n^2 \quad (4.28)$$

其中， p_k 为分配给第 k 个子信道的功率， σ_n^2 为相应子信道的噪声功率。因此可以选择不同的功率分配方案，使总的发射功率以不同的方式在这些子信道上进行分配。

(1) 注水功率分配方案下的信道容量特征值表示式

当发射端已知信道的状态信息时，就可以使用 EVD，提取信道矩阵的 K 个特征值。为了使整个信道的容量达到最大，可以按照提取出来的一组归一化的特征值 $\{\lambda_k\}$ ，来给每一个子信道分配发射功率 p_k 。根据 Gallager^[68] 的注水原理，给每一个子信道分配的功率满足下列关系式，即

$$p_1 + \frac{1}{\lambda_1} = p_2 + \frac{1}{\lambda_2} = \cdots = p_K + \frac{1}{\lambda_K} = L \quad (4.29)$$

L 为一公共因子，各个子信道所分配到的发射功率要受总发射功率 (P) 的限制：

$$\sum_{k=1}^K p_k = P \quad (4.30)$$

式 (4.29) 说明，具有最大特征值的子信道或最高增益的子信道，被分配到最大一部分功率。当 $1/\lambda_k > L$ 时， $p_k = 0$ 。因此式 (4.27) 也可以改写成：

$$C = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \lambda_k \frac{p_k}{\sigma_n^2}) \quad (4.31)$$

其中，符号 “(W)” 表示注水功率分配方案。

(2) 平均功率分配方案下信道容量的特征值表示式

当信道未知时，即在发射端无法利用无线信道的状态信息时，平均功率分配是一种最合适的功率分配方案。具体使用时非常方便，只要把总的发射功率 (P) 按天线单元的数目 (M) 进行等量分割，与子信道的特征值无关，即 $p_m = P/M$ ， $m=1,2,\dots,M$ ，为一常数，相应的，式 (4.27) 可改写为

$$C = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \lambda_k \frac{p_m}{\sigma_n^2} \right) \quad (4.32)$$

其中，符号 “(U)” 表示平均功率分配方案。式 (4.32) 和式 (4.8) 的含义是相同的，只是表示形式不一样。

3. 已知和未知信道状态信息时的信道容量的仿真

(1) 信道容量的仿真结果与分析对比

为了分析和比较已知和未知信道的状态信息时 MIMO 信道容量的差别，以瑞利衰落信道为例，选择了 2×2 、 4×4 、 6×6 、 8×8 、 10×10 五种方案，分别经过 10000 次迭代，得到了信道容量和信噪比的关系曲线，如图 4.8 所示，从图中可以看出天线数较少时 (2×2 方案)，在已

知和未知信道的状态信息的条件下，MIMO 信道容量的差别不大，这主要是由于天线的数目较少，自适应功率分配方案的作用不明显，但天线数较多时（10×10 方案），两种条件下的 MIMO 信道容量的差别较大，然而这种差别随着信噪比的增大有逐渐缩小的趋势，这主要是由于信噪比的增大，无论是平均功率分配方案还是自适应功率分配方案，每根发射天线上的功率都得到了改善。

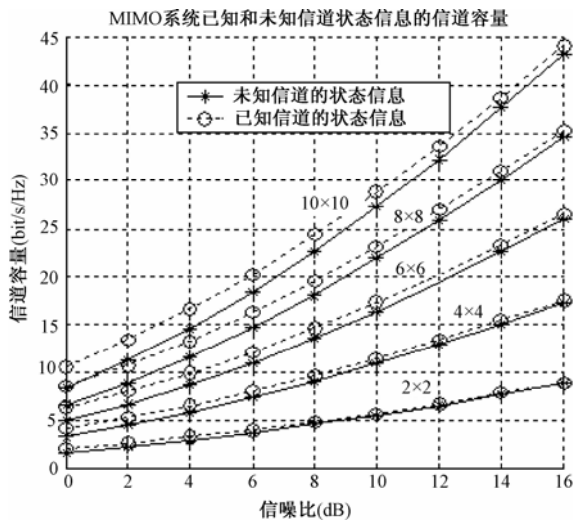


图 4.8 已知和未知信道的状态信息时信道容量的比较曲线

为了得到在平均功率分配方案和自适应功率分配方案下，MIMO 信道容量和发射天线数量关系，仍以瑞利衰落信道为例，分别选择信噪比为 2dB、4dB、6dB、8dB、10dB、12dB、14dB 和 16dB，经过 10000 次迭代，得到了两种分配方案下，信道容量和发射天线数的关系曲线，如图 4.9 所示，从图中可以看出，已知信道状态信息时的信道容量要大于未知信道状态信息时的信道容量，当信噪比较低时，随着天线数量的增大，信道容量之间的差别越来越大，但随着信噪比的增大，它们之间的差别有逐渐缩小的趋势。

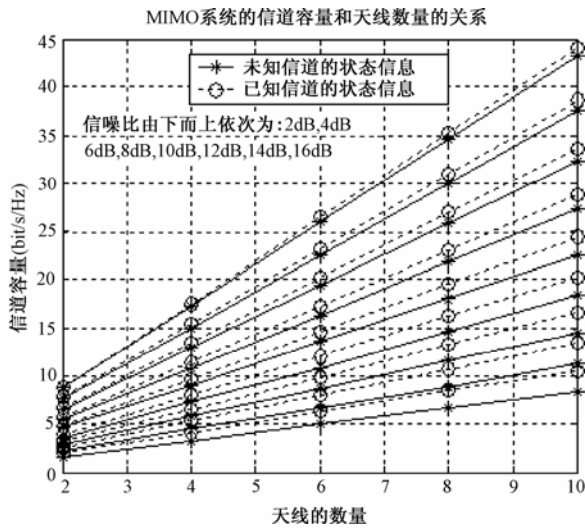


图 4.9 MIMO 系统的信道容量和天线数量的关系曲线

(2) MIMO 信道的可靠性仿真结果与分析对比

为了检验和比较已知和未知信道的状态信息时，MIMO 信道高速传输数据的可靠性，在式 (4.3) 中取 $\text{Prob}\{C \geq C_{out}\} = 90\%$ ，允许有 10% 的中断概率，仍以瑞利衰落信道为例，分别选取 2×2 、 4×4 、 6×6 、 8×8 、 10×10 五种方案，分别经过 10000 次迭代，得到了信道的中断容量和信噪比的关系曲线，如图 4.10 所示，与图 4.8 相比，信道容量没有太大的差别，这说明在 10% 的中断概率的条件下，MIMO 系统基本上能保持平稳的数据传输速率。

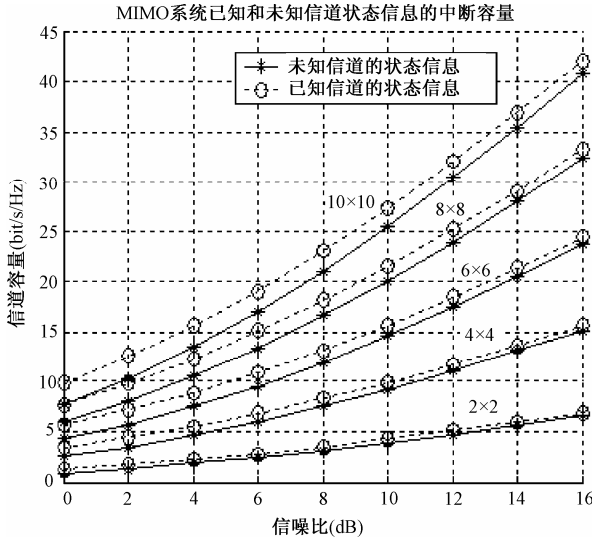


图 4.10 已知和未知信道的状态信息时信道的中断容量的比较曲线

4.3 MIMO 仿真信道的容量分析与比较

为了检验第 3 章建立的 MIMO 仿真信道模型的性能，以 3GPP 标准 R1-02-0141^[53]、R1-02-0181^[54]所规定的具体参数为参考，计算出了仿真信道的信道容量的累计分布，并和相应条件下的理论容量进行了分析对比，有关结果如下。由于受文章篇幅所限，以下只给出用客户端和基站的天线数为 2、天线之间的距离为 0.5 个波长、信噪比取 10dB 的仿真结果。

1. Case A 各条路径的信道容量的仿真结果与分析

在 3GPP 标准 R1-02-0181^[54]的 Case A 中，只有一条路径，根据式 (4.32)，按平均功率分配方案，进行了计算机仿真，得到了仿真信道容量的累计分布曲线，如图 4.11 所示，图中，CDF 代表累计分布函数，下同。为了和理论信道容量比较，同时给出了相应条件下的瑞利衰落信道的仿真结果，从图 4.11 中可以看出两者吻合得较好。

2. Case B 各条路径的信道容量的仿真结果与分析

在 3GPP 标准 R1-02-0181^[54]的 Case B 中，有四条路径，仍根据式 (4.32)，按平均功率分配方案，经过计算机仿真，得到了四条路径的仿真信道容量的累计分布曲线，如图 4.12 所示，同时给出了相应条件下的瑞利衰落信道的仿真结果，从图 4.12 中可以看出：第一条路径提供的信道容量较大，第二条路径次之，第三条和第四条路径提供的信道容量很小，四条路径的平均信道容量和理论信道容量相比，曲线的中部相等，而曲线的两头存在一定的误差，

但在总体上已很接近。

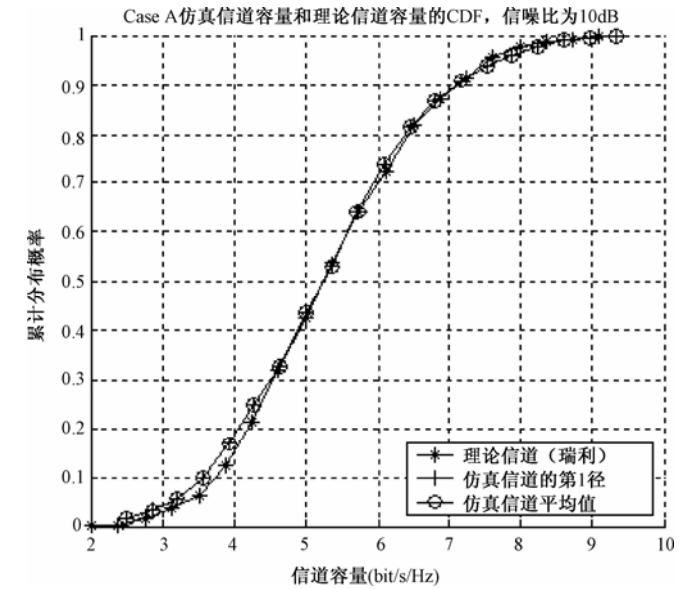


图 4.11 Case A 仿真信道和理论信道的容量的比较曲线

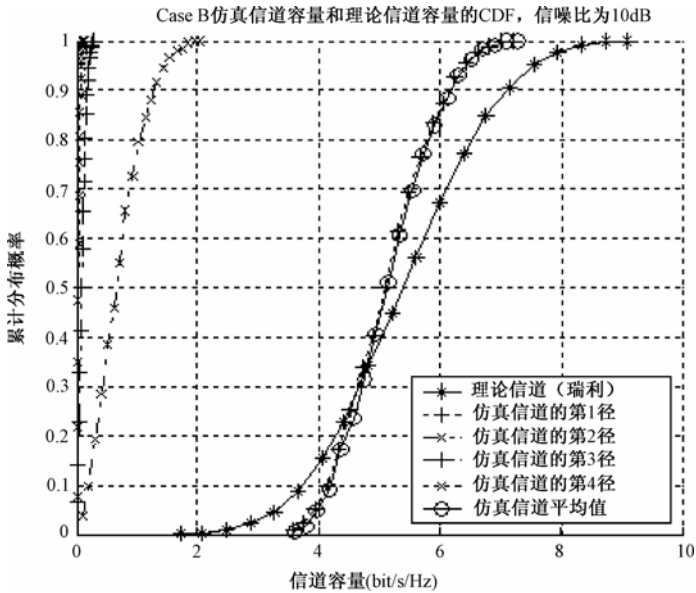


图 4.12 Case B 各条路径的信道容量和理论信道的容量的比较曲线

3. Case C各条路径的信道容量的仿真结果与分析

在 3GPP 标准 R1-02-0181^[54]的 Case C 中，有六条路径，仍根据式 (4.32)，按平均功率分配方案，经过计算机仿真，得到了六条路径的仿真信道容量的累计分布曲线，如图 4.13 所示，同时给出了相应条件下的瑞利衰落信道的仿真结果，从图 4.13 中可以看出：第一、二条路径提供的信道容量较大，第三、四条路径次之，第五、六条路径提供的信道容量已很小，六条路径的平均信道容量和理论信道容量相比，曲线的底部很接近，而曲线的中部和上部存

在一定的误差，但在总体上有接近的趋势。

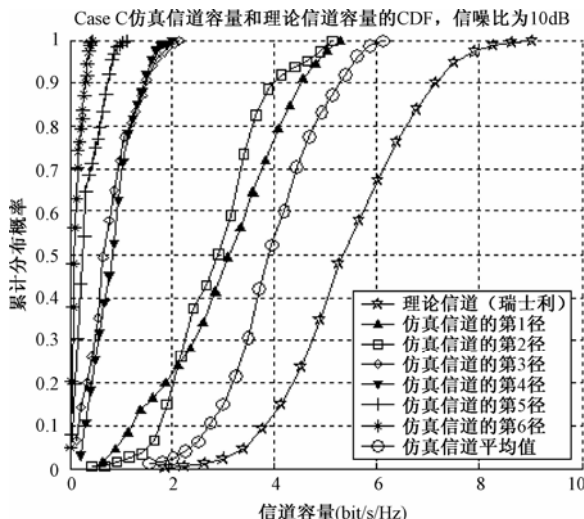


图 4.13 Case C 各条路径的信道容量和理论信道的容量的比较曲线

4. Case D 各条路径的信道容量的仿真结果与分析

在 3GPP 标准 R1-02-0181^[54] 的 Case D 中，也有六条路径，仍根据式 (4.32)，按平均功率分配方案，通过计算机仿真，分别得到了六条路径的仿真信道容量的累计分布曲线，如图 4.14 所示，同时给出了相应条件下的瑞利衰落信道的仿真结果，从图 4.14 中可以看出：第一条路径提供的信道容量较大，第二、三、四和五条路径次之，只有第六条路径提供的信道容量很小，几乎可忽略，六条路径的平均信道容量和理论信道容量相比，不管在曲线的底部和中部，还是上部都靠得较近，因此在总体上比 Case C 效果要好。

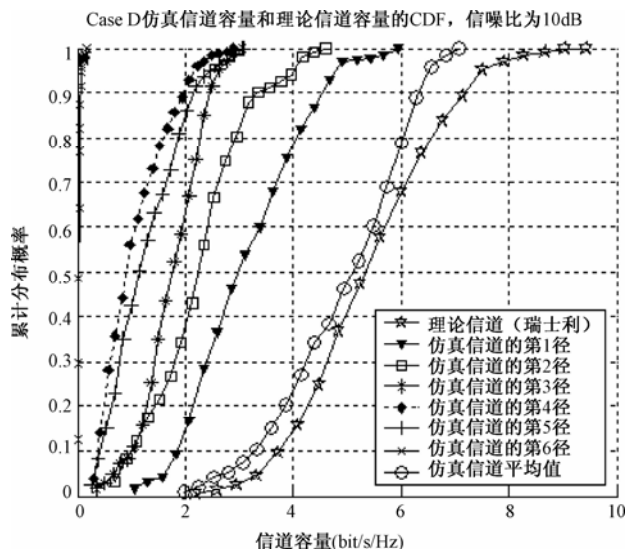


图 4.14 Case D 各条路径的信道容量和理论信道的容量的比较曲线

4.4 小结

MIMO 无线系统的信道容量突破了传统的 Shannon 信道容量（单天线发送和接收）的瓶颈。在平均分配天线的发射功率，且接收方已知信道的状态信息的条件下，该容量与发送和接收天数中最小的一个成正比，在理论上，对于理想的随机信道，只要付出足够的天线成本和提供更多的空间，便可获得无限大的信道容量，但在实际应用中，并非如此，它要受到多种因素的制约。本章对受多种因素制约下的信道容量进行了详细的分析和比较，并且进行了仿真实验，得到了在某些特定环境中实际的信道容量的仿真结果。特别是以 3GPP 标准 R1-02-0181（Case A、Case B、Case C 和 Case D）所规定的具体参数为依据，计算出了四种情形下的仿真信道的信道容量的累计分布，并和相应条件下的理论容量进行了分析对比，有关结果由图 4.11 至图 4.14 给出。由于在第 3 章建立的 MIMO 仿真信道考虑了实际传播环境中的多种因素，因此该仿真信道的容量在某种程度上更能反映真实的 MIMO 信道容量。

第5章 MIMO信道传输系数估计与仿真



本章内容提要

本章首先基于采用训练序列估计的 MIMO 无线传输帧结构和数学模型,推导了 MIMO 信道系数的最大似然估计值和最小均方误差估计值。再以 2 根发射天线和 2 根接收天线的 MIMO 系统为例,假定信道在相干时间内完全平坦和随机慢变化,分别使用最大似然估计法和最小均方误差估计法,得到了信道的各个系数的仿真结果,而且比较了两种估计方法在小信噪比和大信噪比时的估计误差的大小。同时计算了这些信道估计值的信道容量的累计分布,并与瑞利信道的容量进行了比较。其次,在基于训练序列估计的信道容量(C_p)下限最大(称为最佳设计准则)的条件下,进行了训练序列的设计,分别得到了最佳训练序列(S_p)的结构形式、训练序列和传输数据的功率最佳分配比、当发送训练序列和数据传输的功率允许不相等时的训练序列的最佳长度、发送训练序列和数据传输的功率要求相等时的训练序列的最佳长度。最后,分析了信道系数估计误差对系统性能的影响。

5.1 引言

在 MIMO 无线系统中,有关空时译码和解调部分的许多工作都是基于信道的状态信息在接收端有效的前提下完成的^[3,4]。通常在研究一种空时编码和调制算法的性能时,一般是假定信道服从某种已知的统计分布(高斯、瑞利或莱斯)^[31,69],这样仿真得到的是该算法的理论性能。然而,在实际应用中或在对某种空时编码和调制算法的实际性能进行评估时,必须对真实信道的状态信息进行合理的估计,而估计的效果或精度,将直接影响系统的真实性能。尽管目前信道估计可以使用一些非数据的辅助技术或盲技术,当然也有完全避免发送训练序列和信道估计的技术,如酉空时编码调制和差分空时编码调制,但研究表明使用这些技术会或多或少地使系统的性能下降,如酉空时编码调制技术在未知信道状态信息时,要比已知信道状态信息的性能差 $2\sim 4\text{dB}$ ^[70],而且随着发射天线数目的增加,其性能还会变差。差分空时编码调制由于采用非相干译码技术,与已知信道状态信息的相干译码技术相比,性能要差 3dB ^[71]。所以目前还有许多数字通信系统(拟平稳的平坦衰落信道),仍然使用一些数据辅助技术,如利用训练(导频)序列去探测信道,原因有两点:一是因为使用这项技术获得信道的状态信息简单而有效,二是可以减少系统性能不必要的损失。

本章首先基于采用训练序列估计的 MIMO 无线传输帧结构和数学模型,推导了 MIMO 信道系数的最大似然估计值和最小均方误差估计值。文献[72]也给出了这两个估计值,但未见其证明,作者参考文献[73],进行了仔细的推导,具体过程分别请见附录 A 和附录 B。并

且在图 5.2 至 5.9 中,分别给出了使用最大似然和最小均方误差估计法的各个信道系数仿真结果。为简单起见,仿真只是针对 2 根发射天线和 2 根接收天线的 MIMO 系统,条件是假定信道在相干时间内完全平坦和随机慢变化。而且图 5.10 和 5.11 分别给出了两种估计方法在小信噪比和大信噪比时估计误差的仿真结果。同时图 5.12 给出了这些信道估计值的信道容量的累计分布,以及与瑞利信道的信道容量比较结果。

在此基础上,研究了最佳训练方案的设计和实现问题。将信道估计和后续的数据传输作为一个整体来考虑最佳训练序列的设计问题,为此把系统中的信号流划分为发送训练序列、接收训练序列、发送数据和接收数据四部分。并利用条件互信息,定义了基于训练序列估计的信道容量下限,并将此下限最大做为最佳设计准则,导出了最佳训练序列的设计方案。5.6 节给出了最佳训练序列设计和基于信道估计的信道容量的一些仿真结果,其中包括训练序列和数据传输的最佳功率分配关系,如图 5.13 所示;基于信道估计的信道容量下限的仿真结果,如图 5.14 所示;不同信噪比下的最佳训练序列的长度和帧长的关系,如图 5.15 所示;最佳功率分配和等功率分配下的基于信道估计的信道容量下限和发射天线数的仿真结果,分别如图 5.16、5.17 所示。基于训练序列的信道估计的信道容量下限非本章首次提出,在文献[72]中已有定义,而且在该文献中也得到了上述部分结果,但它们是基于最小均方误差估计法得到的,本章给出的结果则是基于最大似然估计法得到的。在最小均方误差估计法中,估计值、估计误差和实际值之间存在正交关系,而在最大似然估计法中却没有这个性质。

5.7 节分析了信道系数估计误差对系统性能可能产生的影响。在给定的条件下,推导出了信道系数估计误差的 Cramer-Rao 界,而且 Monte Carol 的仿真结果(如图 5.18 所示)也证实了所推出的 Cramer-Rao 界引起系统的误码性能损失最小,有关结果也可参见已发表文章[74][75]。同时还分析了信道估计误差对信道容量的影响,分别仿真了当信道系数的估计误差的方差为 Cramer-Rao 界和当信道系数的估计误差的方差大于 Cramer-Rao 界时,信道容量的累计概率分布,并且和瑞利信道的容量进行了比较,结果如图 5.19 所示。

5.2 基于信道估计的MIMO无线系统的数学模型

假定信道为平衰落的窄带(拟平稳)信道,服从简单的离散时间、块衰落规律,即在某个离散的时间间隔 T 内,信道为常数,当变化到另一时间间隔 T 内时,信道相应变化到另一常数等。这种假定可以看成是一连续衰落信道模型的近似描述,目的是为了便于处理,适合于 TDMA 或跳频系统,进一步还可假定信道的每次估计和数据传输是在时间间隔 T 内完成的,信号流的帧结构如图 5.1 所示, T 个符号为一帧,每帧由训练(导频)符号 p 和数据符号 d 组成,一帧的信号可表示为 $S = [S_p, S_d]^T$, 占有的时间可表示为 $T = [T_p, T_d]$ 。

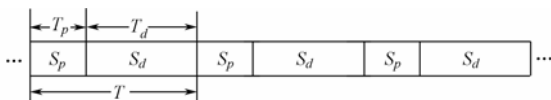


图 5.1 信号流的帧结构示意图

在一帧（ T 个符号的块）内，假定多天线的信号模型可表示为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{V} \quad (5.1)$$

其中， \mathbf{Y} 为 $T \times N$ 维接收复数信号矩阵， N 代表接收天线数； \mathbf{S} 为 $T \times M$ 维发射复数信号矩阵， M 代表发射天线数； \mathbf{H} 为连接 M 根发射天线和 N 根接收天线的复数信道矩阵； \mathbf{V} 为 $T \times N$ 维加性复数噪声矩阵，矩阵 \mathbf{H} 和 \mathbf{V} 的元素为独立的复高斯随机变量，均值为零，方差为 1。发射信号 \mathbf{S} 的平均能量为 1， ρ 代表每根接收天线上的信噪比。

基于数据训练的信道估计传输方案可概括为下列两个阶段。

(1) 训练阶段

假定 \mathbf{S}_p 为在 T_p 时间段内发送的训练符号矩阵，并且为接收机所知，根据式 (5.1) 可得到下列关系：

$$\mathbf{Y}_p = \sqrt{\frac{\rho_p}{M}} \mathbf{S}_p \mathbf{H} + \mathbf{V}_p, \quad \mathbf{S}_p \in \mathbf{C}^{T_p \times M}, \quad \text{tr}(\mathbf{S}_p \mathbf{S}_p^H) = MT_p \quad (5.2)$$

其中， ρ_p 为训练阶段每根接收天线的信噪比， $\mathbf{Y}_p \in \mathbf{C}^{T_p \times N}$ 为接收的训练数据矩阵，在训练和数据传输期间，发射功率可能不相同。训练的目的就是要利用 \mathbf{S}_p 和 \mathbf{Y}_p 去产生信道的估计值，即

$$\hat{\mathbf{H}} = f(\mathbf{Y}_p, \mathbf{S}_p) \quad (5.3)$$

其中， $f(\cdot)$ 代表估计算法，两种常用的估计算法分别是最大似然比 (ML) 估计和线性最小均方误差 (LMMSE) 估计，利用这两种估计算法得到的估计值分别如下：

$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{M}{\rho_p}} (\mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p)^{-1} \mathbf{S}_p^H \mathbf{Y}_p \quad \text{和} \quad \hat{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{M}{\rho_p}} \left(\frac{M}{\rho_p} \mathbf{I}_M + \mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p \right)^{-1} \mathbf{S}_p^H \mathbf{Y}_p \quad (5.4)$$

(文献[72]也给出了这两个估计值，但未见其证明，本人参考文献[73]，进行了仔细的推导，具体过程分别见附录 A 和附录 B)。为了获得有意义的 \mathbf{H} 估计值，测量值至少要等于未知数的个数，即 $N \cdot T_p \geq N \cdot M$ 或 $T_p \geq M$ 。

(2) 数据传输阶段

假定 \mathbf{S}_d 为在 T_d 时间段内发送的数据符号矩阵，根据式 (5.1) 可得到下列关系：

$$\mathbf{Y}_d = \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d \mathbf{H} + \mathbf{V}_d, \quad \mathbf{S}_d \in \mathbf{C}^{T_d \times M}, \quad E[\text{tr}(\mathbf{S}_d \mathbf{S}_d^H)] = MT_d \quad (5.5)$$

其中， ρ_d 为数据传输阶段每根接收天线的信噪比， $\mathbf{S}_d \in \mathbf{C}^{T_d \times N}$ 为接收的数据矩阵，由于 \mathbf{S}_d 的随机性，所以存在数学期望值。

可以利用分块矩阵把训练和数据传输过程合并，使其与式 (5.1) 等效，只要令

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_p}{\rho}} \mathbf{S}_p \\ \sqrt{\frac{\rho_d}{\rho}} \mathbf{S}_d \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_p \\ \mathbf{Y}_d \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_p \\ \mathbf{V}_d \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

且时间和能量保持下列关系：

$$T = T_p + T_d, \quad \rho T = \rho_p T_p + \rho_d T_d \quad (5.7)$$

这种根据已知的训练序列和接收的观察数据，直接计算出信道传输系数的方法，也称为信道的显式估计，在许多接收机中，使用这些信道估计值对接收数据进行译码和解调，就好像它们是真正的信道传输系数一样。另外也有一些接收机是利用训练序列 \mathbf{S}_p 的先验知识，联合处理 \mathbf{Y}_p 和 \mathbf{Y}_d 来估计 \mathbf{S}_d ，而不是直接计算出 $\hat{\mathbf{H}}$ ，这种方法也称为信道的隐式估计。

5.3 最大似然比和最小均方误差估计的仿真性能及其比较

为了研究基于训练序列的信道估计方案的性能，分别采用最大似然比估计和线性最小均方误差估计方法，在相干时间内信道完全平坦和随机慢变化（准平稳）的情形下，进行了计算机仿真，并且比较了两种估计方法分别在低信噪比和高信噪比条件下的性能优劣，以下是具体的仿真过程和一些仿真结果。

1. 最大似然比估计的仿真结果

(1) 在相干时间内信道完全平坦

假定发射机和接收机各配有 2 根天线，且在信道的一个相干时间 (T_C) 内，假定信道完全平坦，即信道响应保持不变，信道噪声为复数白高斯型，在发送端每帧发送 30 个训练符号，接收端采用最大似然比 (ML) 估计方法对信道系数进行估计，当每根天线上的信噪比较高时，本节中取 30dB，得到了各个信道系数，并将它们与理论信道系数进行了比较，结果如图 5.2 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示（图中实际值是指理论值）。从图中可以看出，信道系数的估计值和理论值差别不是很大，估计效果较好。但如果接收天线上的信噪比较低时，本节中取 3dB，采用最大似然比 (ML) 估计方法的估计结果如图 5.3 所示，由于受文章篇幅所限，图中只给出一个信道系数，从图 5.3 中不难发现信道系数的估计值与理论值差别较大，此时的估计效果不太理想。

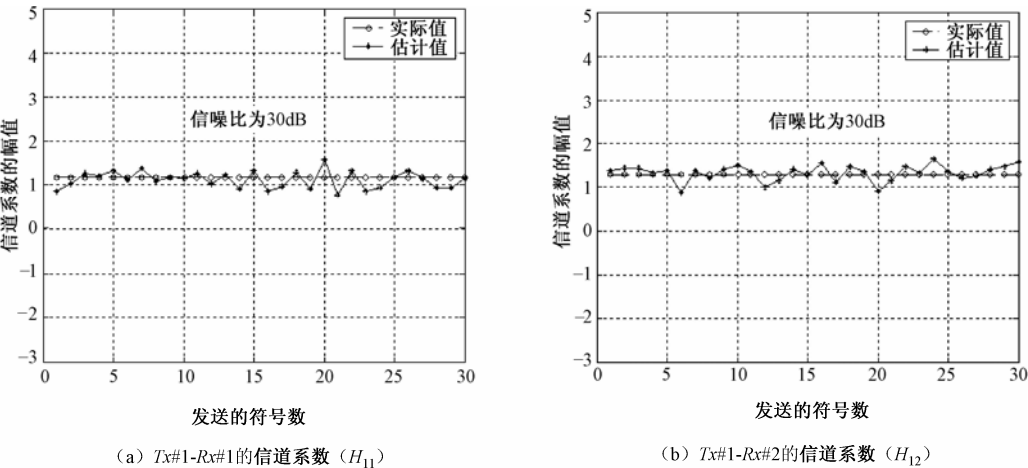


图 5.2 信道系数的最大似然比估计值和实际值的比较

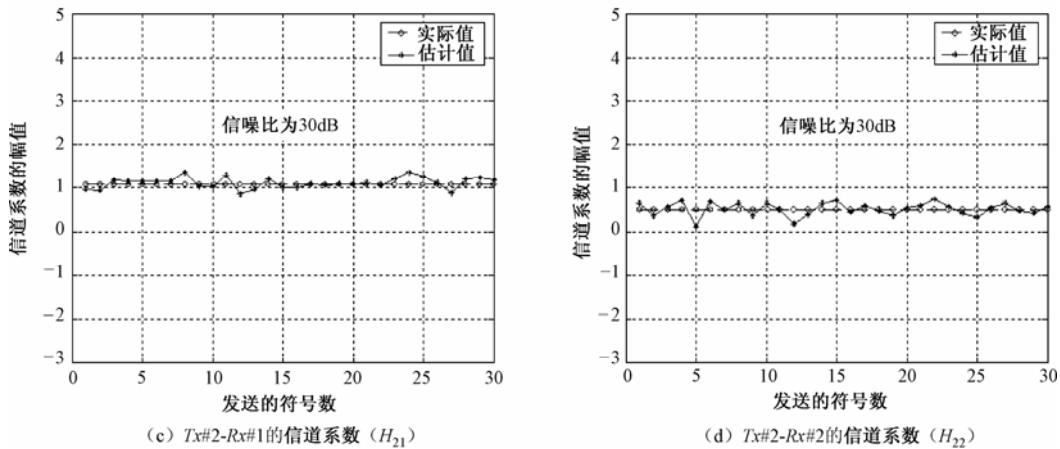


图 5.2 信道系数的最大似然比估计值和实际值的比较 (续)

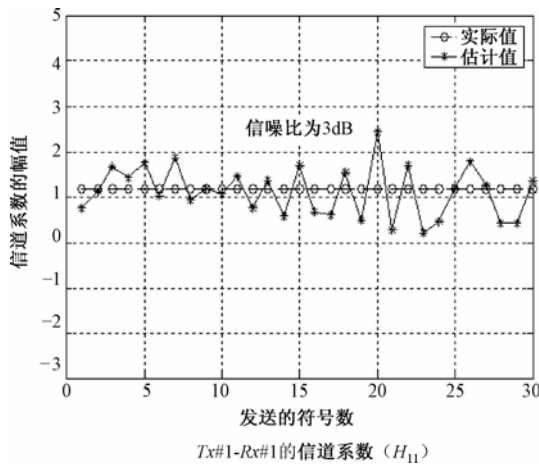


图 5.3 信噪比较低时信道系数的最大似然比估计值和实际值的比较

(2) 在相干时间内信道随机慢变化 (准平稳)

如果在信道的一个相干时间 (T_c) 内, 信道系数发生随机变化, 但变化的幅度不是很大, 即出现慢衰落现象, 假定服从复数高斯分布 $CN(0, 1)$, 这时可认为信道是准平稳的。如果在发送端仍然每帧发送 30 个训练符号, 当接收端天线上的信噪比较高时, 本节中仍取 30dB, 采用最大似然比 (ML) 估计方法对信道系数进行估计, 得到了各个信道系数, 并将它们与理论上的信道系数进行了对比, 具体结果如图 5.4 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示 (图中实际值是指理论值, 符号 “Tx# i ” 代表第 i 根发射天线, 符号 “Rx# j ” 代表第 j 根接收天线, $i=1, 2, j=1, 2$)。从图中可以看出各个信道系数的估计值和理论值吻合得较好, 差别不是很大, 说明此时最大似然比估计算法基本上可以跟踪上信道系数的慢变化。但如果接收天线上的信噪比较低时, 本小节中取 3dB, 采用最大似然比 (ML) 估计方法的估计结果如图 5.5 所示 (图中实际值是指理论值), 受文章篇幅所限, 图 5.5 中也只画出一个信道系数的对比曲线, 从图中不难发现信道系数的估计值和理论值吻合不是很好, 在某些点上, 信道系数的估计值与理论值差别较大, 说明此时最大似然比估计算法对信道系数慢变化的跟踪存在较大的误差。

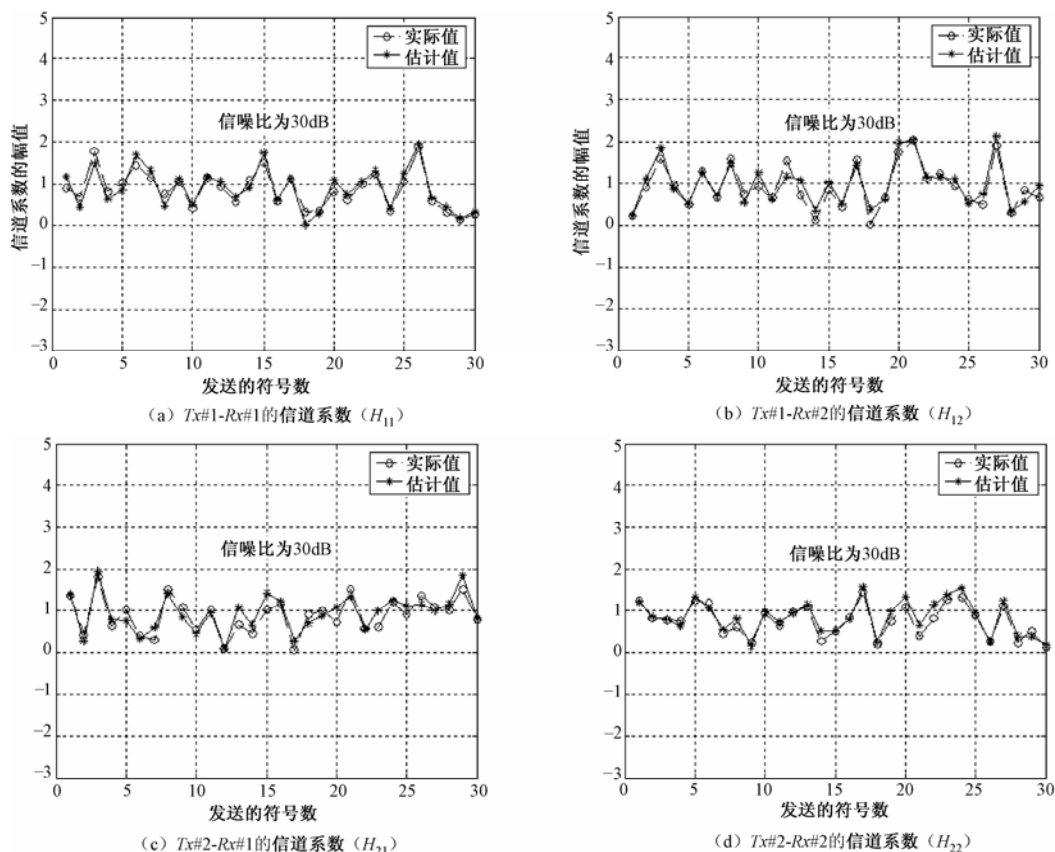


图 5.4 准平稳信道系数的最大似然比估计值和实际值的比较

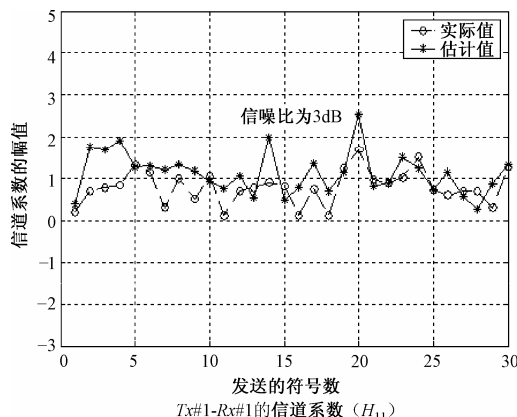


图 5.5 信噪比较低时准平稳信道系数的最大似然比估计值和实际值的比较

2. 线性最小均方误差估计的仿真结果

(1) 在相干时间内信道完全平稳

为方便起见, 在仿真中仍然假定发射机和接收机各配有 2 根天线, 且在信道的一个相干时间 (T_c) 内, 信道响应完全平坦, 即信道响应保持不变, 信道噪声为复数白高斯型, 在发送端每帧发送 30 个训练符号, 接收端采用线性最小均方误差 (LMMSE) 估计方法对信道系数进行

估计, 通过仿真发现当每根天线上的信噪比较高时, 信道系数的估计误差较小, 本小节中给出了信噪比取 30dB 时各个信道系数估计结果, 并将它们与理论上的信道系数进行了对比, 详细结果如图 5.6 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示 (图中实际值是指理论值, 下同, 且符号 “Tx#i” 代表第 i 根发射天线, 符号 “Rx#j” 代表第 j 根接收天线, $i=1, 2, j=1, 2$)。从图中可以看出, 信道系数的估计值围绕理论值上、下变化, 误差在 ± 0.5 范围内, 表面上看来两条曲线的吻合程度和最大似然比 (ML) 估计的结果差不多。而当每根天线上的信噪比较低时, 信道系数的估计误差较大, 本节中取 5dB, 采用线性最小均方误差 (LMMSE) 估计方法的估计结果如图 5.7 所示, 同样受本书的篇幅所限, 图中只仍给出一个信道系数, 从图 5.7 中不难发现信道系数的估计值与理论值差别较大, 误差的幅度扩大到 1.5, 此时的估计效果也不太理想。

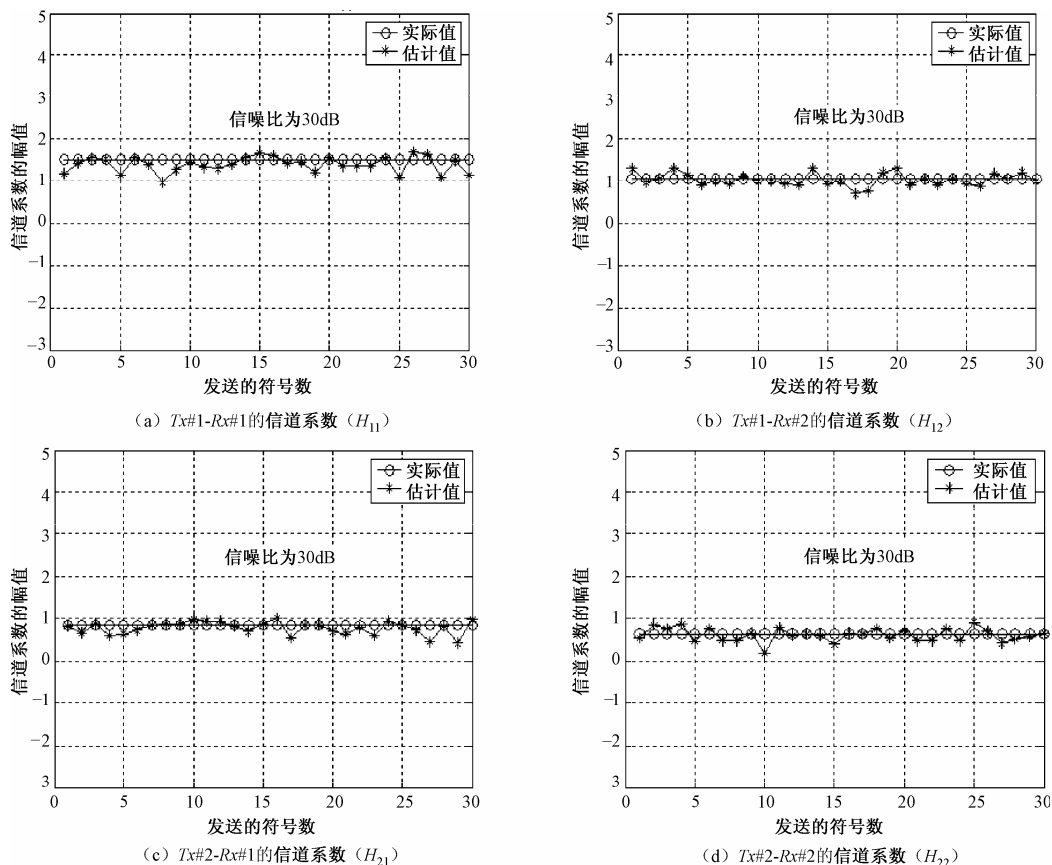


图 5.6 平稳信道系数的最小均方误差估计值和实际值的比较

(2) 在相干时间内信道随机慢变化 (准平稳)

假定在信道的一个相干时间 (T_C) 内, 信道系数发生随机变化, 但变化的幅度较小, 即信道出现慢衰落现象, 而且衰落服从零均值单位方差的复高斯分布, 也可认为信道是准平稳的。如果在发送端仍然每帧发送 30 个训练符号, 当接收端天线上的信噪比较高时, 为了便于比较, 本小节中仍取 30dB, 采用线性最小方差 (LMMSE) 估计方法对信道系数进行估计, 得到了各个信道系数, 并将它们与理论上的信道系数进行对比, 具体结果如图 5.8 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示 (图中实际值是指理论值, 符号 “Tx#i” 代表第 i 根发射天线, 符号 “Rx#j” 代表第 j 根接收天线, $i=1, 2, j=1, 2$)。从图中可以看出各个信道系数的估计值和理论值吻合得较好, 从总体

上看两者误差不大，也可认为此时线性最小均方误差（LMMSE）估计算法基本上能跟踪上信道系数的慢变化。如果接收天线上的信噪比较低时，本小节中取 3dB，采用线性最小均方误差（LMMSE）估计方法的估计结果如图 5.9 所示，受篇幅所限，在图 5.9 中只画出一个信道系数的对比曲线，从图中不难看到信道系数的估计值和理论值相差较大，在某些点上，信道系数的估计值与理论值误差达 1.5，说明此时线性最小均方误差（LMMSE）估计算法对信道系数慢变化的跟踪存在着较大的误差。

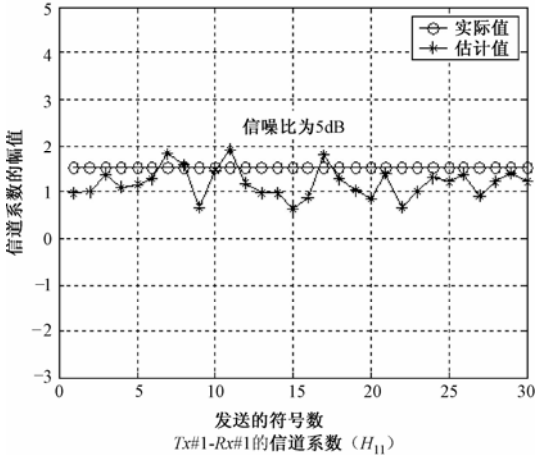
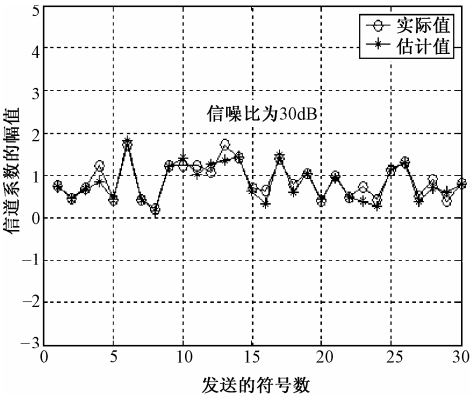
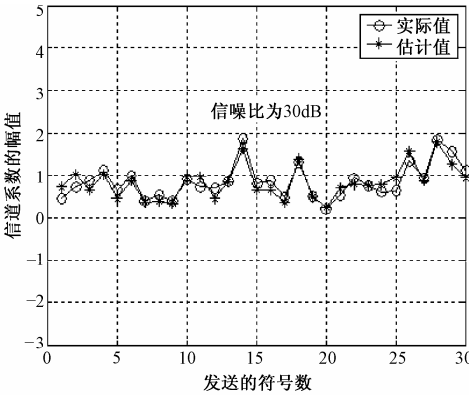


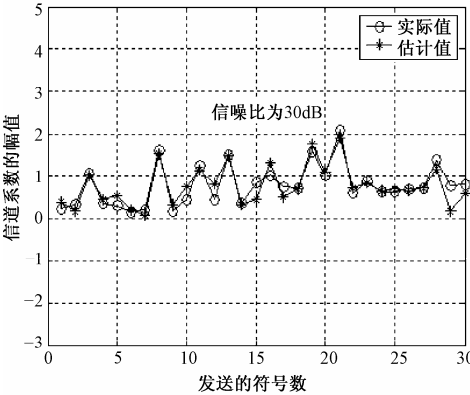
图 5.7 信噪比较低时平坦信道系数的最小均方误差估计值和实际值的比较



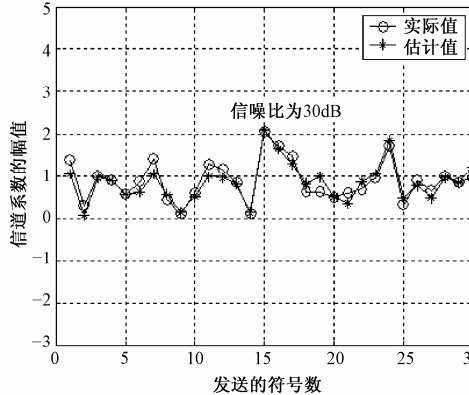
(a) Tx#1-Rx#1 的信道系数 (H_{11})



(b) Tx#1-Rx#2 的信道系数 (H_{12})



(c) Tx#2-Rx#1 的信道系数 (H_{21})



(d) Tx#2-Rx#2 的信道系数 (H_{22})

图 5.8 准平稳信道系数的最小均方误差估计值和实际值的比较

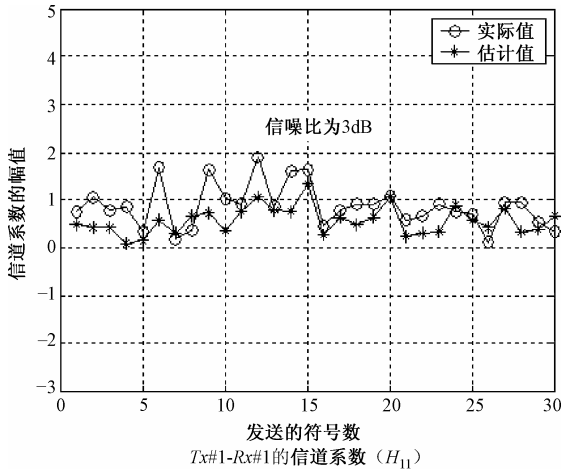


图 5.9 信噪比较低时平稳信道系数的最小均方误差估计值和实际值的比较

3. 最大似然比和线性最小均方误差估计的性能比较

由前面的仿真结果可知，使用最大似然比（ML）和线性最小均方误差（LMMSE）估计方法估计信道系数矩阵（ \mathbf{H} ）的性能不完全相同，存在着某种差别，为了进一步弄清在一般情况下使用这两种估计方法估计出的信道系数在数量上的差别，定义 $\tilde{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}$ 为随机信道误差矩阵，计算其方差： $\sigma_{\tilde{\mathbf{H}}}^2 = E[\text{tr}(\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}})]/(MN)$ ，具体结果分别如图 5.10 和图 5.11 所示，从两图中可以看出无论信噪比大还是小，采用最大似然比（ML）估计算法产生的信道误差矩阵的方差要大于线性最小均方误差（LMMSE）估计算法产生的信道误差矩阵的方差。不过当信噪比小时，此方差大，而信噪比大时，此方差小。

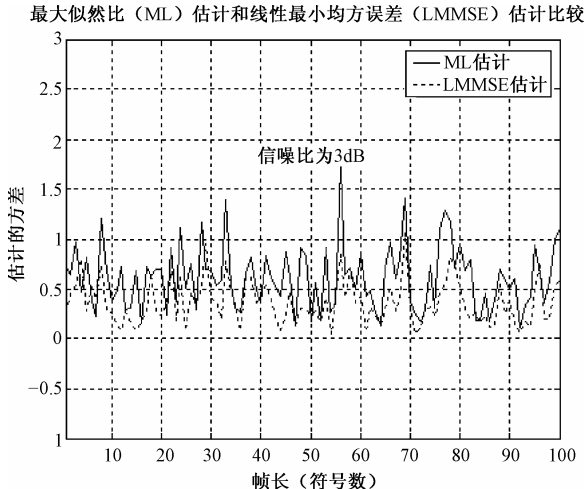


图 5.10 小信噪比时最大似然比估计和最小均方误差估计的方差对比

同时还通过仿真，分别估算了采用最大似然比（ML）估计算法估计出的信道矩阵和采用线性最小均方误差（LMMSE）估计算法估计出的信道矩阵的容量，并与瑞利衰落信道容量进行了比较，结果如图 5.12 所示，从图中可以看到，ML 估计产生的信道矩阵的容量要稍微小于瑞利衰落信道容量，而 LMMSE 估计产生的信道矩阵的容量要稍微大于瑞利衰落

的信道容量，但并非 LMMSE 估计产生的信道矩阵的容量要优于瑞利衰落的信道容量，只是说明它们之间存在误差，这纯粹是由估计误差引起的表面现象，实际上，如果信道的估计值与真实值不匹配，要导致系统接收性能的下降。

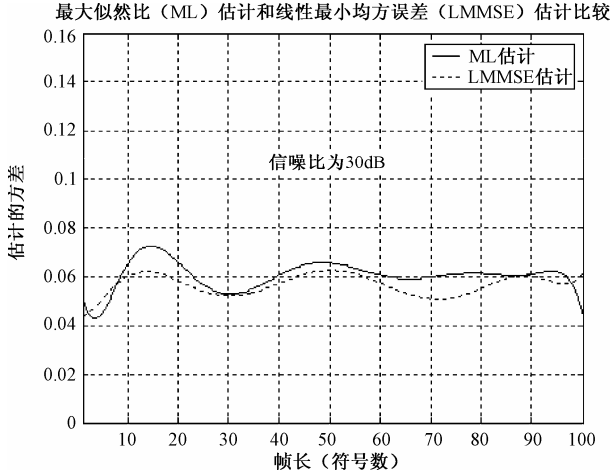


图 5.11 大信噪比时最大似然比估计和最小均方误差估计的方差对比

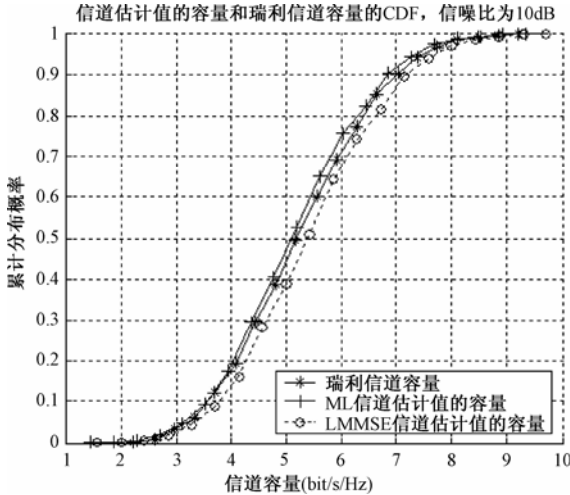


图 5.12 信道系数的估计 (ML, LMMSE) 值的容量和瑞利信道的容量比较

5.4 基于信道估计的信道容量下限的估计

基于训练序列的信道估计的信道容量 C_p 可定义为^[68, 72]已知发射信号 S_p 、接收信号 Y_p 和 Y_d 与未知发射信号 S_d 之间的互信息关于发射信号 S_d 分布的最大值，用数学公式表示如下：

$$C_p = \sup_{P_{S_d}(\cdot), E\|S_d\|_F^2, MT_d} \frac{1}{T} I(Y_p, S_p, Y_d; S_d)$$

其中， $I(Y_p, S_p, Y_d; S_d) = I(Y_d; S_d | Y_p, S_p) + I(Y_p, S_p; S_d)$ 。由于 S_d 与 S_p 和 Y_p 无关，所以上式

中的最后一项: $I(\mathbf{Y}_p, \mathbf{S}_p; \mathbf{S}_d) = 0$ [76], 因此得到:

$$I(\mathbf{Y}_p, \mathbf{S}_p, \mathbf{Y}_d; \mathbf{S}_d) = I(\mathbf{Y}_d; \mathbf{S}_d / \mathbf{Y}_p, \mathbf{S}_p) \quad (5.8)$$

因此, 信道容量 C_p 可以看成是在给定发射和接收训练数据 \mathbf{S}_p 和 \mathbf{Y}_p 的条件下, 发射信号 \mathbf{S}_d 和接收信号 \mathbf{Y}_d 之间的互信息关于 \mathbf{S}_d 分布的上确界 [68], 即

$$C_p = \sup_{P_{\mathbf{S}_d}(\cdot), E\|\mathbf{S}_d\|_F^2 = MT_d} \frac{1}{T} I(\mathbf{Y}_d; \mathbf{S}_d / \mathbf{Y}_p, \mathbf{S}_p) \quad (5.9)$$

对于显式估计 $\hat{\mathbf{H}}$ 的接收机来说, 只要在具体的求解过程中不丢失信息, 就可以获得式 (5.9) 所给定的信道容量 C_p , 然而, 在实际应用中, 使用训练序列进行信道估计的方案, 不可避免地要丢掉一些信息, 因为信道的显式估计值 $\hat{\mathbf{H}}$ 总存在一定的误差, 而在具体使用时, 往往忽略了这点, 好像它完全正确一样。因此必须在基于训练序列估计的信道容量 C_p 的指导下, 如何来设计训练序列使丢失的信息为最小?

假定 $\hat{\mathbf{H}}$ 是在最大似然 (ML) 准则下得到的信道估计值, 也可以看成是在给定 \mathbf{S}_p 和 \mathbf{Y}_p 条件下 \mathbf{H} 的数学期望, 在数据传输阶段, 由式 (5.5) 可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_d &= \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d \mathbf{H} + \mathbf{V}_d \\ &= \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d (\hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{H}}) + \mathbf{V}_d \\ &= \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{V}_d \end{aligned} \quad (5.10)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}$ 为零均值的信道估计误差, 根据条件均值的性质, $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}$ 互为不相关。

在式 (5.10) 中, 令 $\mathbf{V}'_d = \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{V}_d$, 则式 (5.10) 可改写成:

$$\mathbf{Y}_d = \sqrt{\frac{\rho_d}{M}} \mathbf{S}_d \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{V}'_d \quad (5.11)$$

其中, \mathbf{V}'_d 为加性噪声和信道误差项之和。在式 (5.11) 中, 对接收机来说信道的估计值 $\hat{\mathbf{H}}$ 是已知的, 而且假定是正确的, 因为误差已归入 \mathbf{V}'_d 中去处理, 这时只要把 \mathbf{V}'_d 当做功率受限的加性噪声代入已知的信道容量公式 [4] 中, 就可得到基于训练序列估计的信道容量的计算公式。合成噪声 \mathbf{V}'_d 的归一化方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{\mathbf{V}'_d}^2 &= \frac{1}{NT_d} \text{tr}[E(\mathbf{V}'_d \mathbf{V}'_d{}^H)] \\ &= \frac{1}{NT_d} E[\text{tr}(\frac{\rho_d}{M} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{S}_d^H \mathbf{S}_d)] + \frac{1}{NT_d} E[\text{tr}(\mathbf{V}_d \mathbf{V}_d^H)] \\ &= \frac{\rho_d}{MNT_d} \text{tr}[E(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H) E(\mathbf{S}_d^H \mathbf{S}_d)] + 1 \end{aligned} \quad (5.12)$$

其中, “tr” 为矩阵迹运算符, “E” 代表求数学期望, 下同。这里需要注意式 (5.1) 和式 (5.11) 不完全等同, 因为在式 (5.11) 中, 信道对接收机来说是已知的, 而在式 (5.1) 中, 信道对接收机来说是未知的。而且在式 (5.1) 中, 加性噪声假定是高斯的, 与传输得数据不相关, 而在式 (5.11) 中合成噪声 \mathbf{V}'_d 就可能不具备这些性质。如果这时考虑 \mathbf{V}'_d 对数据传输造成的最坏影响, 便可得到基于训练序列估计的信道容量的一个下限, 即

$$C_p \dots C_{\text{最差}} = \inf_{P_{V_d'}(\cdot), \text{tr}[E(V_d' V_d'^H)] = NT_d} \sup_{P_{S_d}(\cdot), \text{tr}[E(S_d' S_d'^H)] = MT_d} I(Y_d; S_d / \hat{H}) \quad (5.13)$$

令 $R_s = E(S^H S)$ 和 $R_v = E(V^H V)$ ，可以把式 (5.1) 所示的信道容量计算公式^[3]推广为

$$C = \max_{R_s, \text{tr}(R_s)=M} E \left\{ \log \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{M} R_v^{-1} H^H R_s H \right) \right] \right\}$$

其中，“det”为行列式运算符，“log”为对数运算符，下同。在最坏情况下，由式 (5.1) 所示的加性噪声信道的信道容量为

$$C_{\text{最差}} = \min_{R_v, \text{tr}(R_v)=N} \max_{R_s, \text{tr}(R_s)=M} E \left\{ \log \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{M} R_v^{-1} H^H R_s H \right) \right] \right\} \quad (5.14)$$

式 (5.14) 证明在文献[72]已给出，但证明过程中用到了国外教材^[77]中的一个推论，为便于阅读，作者参考了文献[72]的证明思想，在本书中也给出了对式 (5.14) 证明，但证明过程不完全一样，请见附录 C。

可以证明式 (5.11) 中的信道估计值 \hat{H} 是在 S_p 和 Y_p 给定的条件下， H 的条件均值，即 $\hat{H} = E_{|Y_p, S_p} H$ （符号“ $E_{|(\cdot)}(\cdot)$ ”代表求条件数学期望），如果这个估计值是采用 LMMSE 方法获得的，加性噪声 V_d' 和信号 S_d 是不相关的，如果这个估计值是采用 ML 方法获得的，则不具有这个性质。

式 (5.14) 说明基于训练序列的信道估计的信道容量的下限可以用一个零均值、受相同功率限制的加性噪声取代 V_d' 来得到。由于 $E(S_d' S_d) = T_d R_s$ ，式 (5.12) 变成：

$$\begin{aligned} \sigma_{V'}^2 &= 1 + \frac{\rho_d}{MNT_d} \text{tr} \left[E(\tilde{H} \tilde{H}^H) T_d R_s \right] \\ &= 1 + \rho_d \sigma_{\tilde{H}, R_s}^2 \end{aligned}$$

其中， $\sigma_{\tilde{H}, R_s}^2 = \frac{1}{MN} E[\text{tr}(\tilde{H}^H R_s \tilde{H})]$ 。利用式 (5.14)，可以得到基于信道估计的信道容量下限为

$$\begin{aligned} C_p \dots C_{\text{最差}} &= \min_{R_v, \text{tr}(R_v)=N} \max_{R_s, \text{tr}(R_s)=M} \\ &E \left\{ \frac{T - T_p}{T} \log \left[\det \left(I_N + \frac{\rho_d}{1 + \rho_d \sigma_{\tilde{H}, R_s}^2} \frac{R_v^{-1} \hat{H}^H R_s \hat{H}}{M} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.15)$$

上式中增加系数 $(T - T_p) / T$ ，主要是考虑在时间 T 内，数据传输所占有的时间宽度。

5.5 最佳训练序列的设计

在本节中所使用的最佳设计准则参考了在文献[72]中介绍的设计思想，即通过选择训练序列的信号形式 (S_p)、发射功率分配比 (ρ_p) 和训练时间的长度 (T_p)，使基于训练序列估计的信道容量 (C_p) 达到最大，但文献[72]中分析基础是基于最小均方误差估计法，本节给出的分析则是基于最大似然估计法，得到的结果不尽相同。由于实际的 (C_p) 计算很困难，在 5.4 节中已推得了这个容量的一个下限，即式 (5.15)，因此可以通过使这个下限最大来选择训练序列的有关参数。

从式 (5.15) 可看出, 选择使这个下限最大的 \mathbf{R}_s 与 $\hat{\mathbf{H}}$ 有关, 而 $\hat{\mathbf{H}}$ 又与训练信号 \mathbf{S}_p 有关, 因此要选择最佳的 \mathbf{S}_p , 首先必须明确 \mathbf{S}_p 和 \mathbf{R}_s 的关系。要使式 (5.15) 的下限最大, 可选择 $\mathbf{R}_s = \mathbf{I}_M$, $\mathbf{R}_v = \mathbf{I}_N$, 式 (5.15) 便简化为

$$C_p \dots E \left\{ \frac{T - T_p}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho_d}{1 + \rho_d \sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{\mathbf{M}} \right) \right] \right\} \quad (5.16)$$

进一步在式 (5.16) 中定义

$$\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho_d}{1 + \rho_d \sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2} \quad (5.17)$$

为有效信噪比 (SNR), 式 (5.16) 可改写为

$$C_p \dots E \left\{ \frac{T - T_p}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \rho_{\text{eff}} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{\mathbf{M}} \right) \right] \right\} \quad (5.18)$$

1. 选择最佳训练序列 (\mathbf{S}_p) 的结构形式

如何选择训练序列 \mathbf{S}_p 的结构形式, 使基于训练序列的容量达到最大, 从式 (5.16) 和式 (5.18) 可看出, \mathbf{S}_p 主要通过有效信噪比 ρ_{eff} 来影响信道容量的下限的, 于是可以通过使 ρ_{eff} 达到最大来选择 \mathbf{S}_p 。从式 (5.17) 可看出, 要使 ρ_{eff} 达到最大, 可通过使 $\sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2$ 达到最小。由

于 $\sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2 = \frac{1}{NM} \text{tr}(\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}})$, 而

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}} = E\{[\text{Vec}(\tilde{\mathbf{H}})][\text{Vec}(\tilde{\mathbf{H}})^H]\} = E\{[\text{Vec}(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})][\text{Vec}(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})^H]\} \quad (5.19)$$

其中, “Vec” 为数学运算符, 它的具体含义是把一个 $M \times N$ 维的矩阵转变成一个 $1 \times NM$ 的矢量。假定信道的估计值 $\hat{\mathbf{H}}$ 是通过最大似然 (ML) 估计方法获得的, 由附录 A 中式 (A.5) 可知:

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}} = \left(\frac{\rho_p}{M} \mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p \right)^{-1} \otimes \mathbf{I}_N \quad (5.20)$$

其中, “ \otimes ” 为直积运算符, 于是得到 \mathbf{S}_p 必须满足下式:

$$\min_{\mathbf{S}_p, \text{tr}(\mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p) = MT_p} \frac{1}{M} \text{tr} \left(\frac{\rho_p}{M} \mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p \right)^{-1} \quad (5.21)$$

又假定 $\mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p$ 的特征值为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$, 则上式可等效为

$$\min_{\substack{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M \\ \sum \lambda_m = MT_p}} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M 1 / \left(\frac{\rho_p}{M} \lambda_m \right) \quad (5.22)$$

不难得到 $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_M = T_p$ 是上式的最佳解, 从而可推得训练序列必须满足下列关系:

$$\mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p = T_p \mathbf{I}_M \quad (5.23)$$

即最佳的训练序列必须是正交的, 相应地还可得到:

$$\sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2 = 1 / \left(\frac{\rho_p}{M} T_p \right) = \frac{M}{\rho_p T_p} \quad (5.24)$$

这时有效信噪比为

$$\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho_d}{1 + \rho_d \sigma_{\tilde{H}}^2} = \frac{\rho_d \rho_p T_p}{M \rho_d + \rho_p T_p} \quad (5.25)$$

2. 训练序列 (S_p) 传输数据 (S_d) 的最佳功率分配

由式(5.25)可知发送训练序列和传输数据的功率分配比 (ρ_p, ρ_d) 是通过有效信噪比 ρ_{eff} 引入到信道容量下限公式(5.18)中的, 因此只要合理地选择 (ρ_p, ρ_d), 使 ρ_{eff} 达到最大, 就能使基于训练序列的信道估计方案取得的信道容量最大。令 μ 为数据传输所用的功率 ($\rho_d T_d$) 和总的发射功率 (ρT) 的比值, 则用于发射数据和发射训练序列所消耗的功率与总发射功率的关系分别为

$$\rho_d T_d = \mu \rho T; \quad \rho_p T_p = (1 - \mu) \rho T, \quad 0 < \mu < 1$$

这时有效信噪比可改写为

$$\begin{aligned} \rho_{\text{eff}} &= \frac{\rho_d \rho_p T_p}{M \rho_d + \rho_p T_p} = \frac{\mu \frac{\rho T}{T_d} (1 - \mu) \rho T}{M \frac{\rho T}{T_d} + (1 - \mu) \rho T} \\ &= \frac{(\rho T)^2}{T_d} \cdot \frac{\mu(1 - \mu)}{\rho T - \rho T \left(1 - \frac{M}{T_d}\right) \mu} \\ &= \frac{\rho T \mu(1 - \mu)}{(T_d - M) \left\{ -\mu + \rho T / \left[\rho T \left(1 - \frac{M}{T_d}\right) \right] \right\}} \end{aligned} \quad (5.26)$$

当 $0 < \mu < 1$ 时, 再结合式(5.26), 要使 ρ_{eff} 达到最大, 需考虑以下三种情形。

(1) 当 $T_d = M$ 时, $\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T}{T_d} \mu(1 - \mu)$, 不难看出当 $\mu = 1/2$ 时, ρ_{eff} 取最大值, 此时

$$\rho_d = \rho T / (2M), \quad \rho_p = \rho T / [2(T - M)], \quad \rho_{\text{eff}} = \rho T / (4M)$$

(2) 当 $T_d > M$ 时, 可把式(5.26)的第三个等式改写如下:

$$\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T}{T_d - M} \frac{\mu(1 - \mu)}{-\mu + \beta}, \quad \text{其中 } \beta = \frac{T_d}{T_d - M} > 1$$

求 $\frac{\mu(1 - \mu)}{-\mu + \beta}$ 关于 μ 的微分, 即 $\left(\frac{\mu - \mu^2}{-\mu + \beta} \right)' = \frac{\mu^2 - 2\beta\mu + \beta}{(\beta - \mu)^2}$, 令其分子等于零, 得到两个实

根 $\mu_{1,2} = \beta \pm \sqrt{\beta(\beta - 1)}$, 由于 $\beta > 1$, 因此得到:

$$\arg \max_{0 < \mu < 1} \frac{\mu(1 - \mu)}{-\mu + \beta} = \beta - \sqrt{\beta(\beta - 1)}$$

此时有效信噪比:

$$\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T}{T_d - M} \left[\sqrt{\beta} - \sqrt{\beta - 1} \right]^2 \quad (5.27)$$

(3) 当 $T_d < M$ 时, 可把式 (5.26) 的第三个等式改写如下:

$$\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T}{M - T_d} \frac{\mu(1 - \mu)}{\mu - \beta}, \text{ 其中 } \beta = \frac{T_d}{T_d - M} < 0$$

求 $\frac{\mu(1 - \mu)}{\mu - \beta}$ 关于 μ 的微分, 并令其分子等于零, 得到两个实根 $\mu_{1,2} = \beta \pm \sqrt{\beta(\beta - 1)}$, 由

$$\text{于 } \beta < 0, \text{ 因此得到: } \arg \max_{0 < \mu < 1} \frac{\mu(1 - \mu)}{\mu - \beta} = \beta + \sqrt{\beta(\beta - 1)}$$

由此可推得此时的有效信噪比:

$$\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T}{M - T_d} (\sqrt{-\beta} - \sqrt{-\beta + 1})^2 \quad (5.28)$$

综上所述, 可以得到以下结论, 在基于训练序列的信道估计的方案中, 最佳的功率分配系数 μ 取值如下。

$$\mu = \begin{cases} \beta - \sqrt{\beta(\beta - 1)}; & \text{当 } T_d > M \text{ 时} \\ 1/2; & \text{当 } T_d = M \text{ 时, 其中 } \beta = \frac{T_d}{T_d - M} \\ \beta + \sqrt{\beta(\beta - 1)}; & \text{当 } T_d < M \text{ 时} \end{cases} \quad (5.29)$$

对应的信道容量下限为

$$C_p \dots E \left\{ \frac{T - T_p}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \rho_{\text{eff}} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{M} \right) \right] \right\} \quad (5.30)$$

其中,

$$\rho_{\text{eff}} = \begin{cases} \frac{\rho T}{T_d - M} (\sqrt{\beta} - \sqrt{\beta - 1})^2; & \text{当 } T_d > M \text{ 时} \\ \frac{\rho T}{4M}; & \text{当 } T_d = M \text{ 时} \\ \frac{\rho T}{M - T_d} (\sqrt{-\beta} - \sqrt{-\beta + 1})^2; & \text{当 } T_d < M \text{ 时} \end{cases} \quad (5.31)$$

值得注意的是不管总信噪比是很高还是很低, β 总是等于 $T_d / (T_d - M)$, 这与 LMMSE 估计方法得到的结果不同, 在 LMMSE 估计方法中, 当总信噪比很高或很低时, 有下列结果。

(1) 在高信噪比时

$$\beta = \frac{T_d}{T_d - M}, \quad \mu = \frac{\sqrt{T_d}}{\sqrt{T_d} + \sqrt{M}}, \quad \rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T}{(\sqrt{T_d} + \sqrt{M})^2} \quad (5.32)$$

(2) 在低信噪比时

$$\beta = \frac{MT_d}{\rho T(T_d - M)}, \quad \mu = \frac{1}{2}, \quad \rho_{\text{eff}} = \frac{(\rho T)^2}{4MT_d} \quad (5.33)$$

而对于 ML 估计方法, 从式 (5.29) 可看出, 不管总的信噪比是很高还是很低, 最佳功率分配方案是一样的。

3. 训练序列的长度 (T_p) 最佳选择

(1) 当发送训练序列和数据传输的功率允许不相等时, 即 $\rho_p \neq \rho_d$

从式 (5.30) 和式 (5.31) 可看出, 如果增加训练序列的长度, 直至大于 M , 由此产生两方面结果, 一方面, 信道容量的下限以 $(T - T_p)/T$ 的倍数成线性关系地减少, 另一方面, 有效信噪比 ρ_{eff} 得到了明显的提高, 但是 ρ_{eff} 的提高只能使这个下限成对数关系地增加。因此宁可选择 T_p 尽可能得小。尽管 T_p 减小使得在估计信道矩阵 \mathbf{H} 时要损失一定的精度, 但是这可以通过增加训练序列的发射功率 (ρ_p) 得到弥补, 因为前提条件是发送训练序列和数据传输的功率允许改变。因此有关训练序列长度 (T_p) 的最佳选择有下列结果 (有关这部分证明与参考文献[72]的定理 3 证明类似, 故在此省略了): 对于任意的 ρ 和 T , 训练序列的最佳长度应选择为 $T_p = M$, 相应的信道容量下限为

$$C_p \dots E \left\{ \frac{T - M}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \rho_{\text{eff}} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{M} \right) \right] \right\} \quad (5.34)$$

其中,

$$\rho_{\text{eff}} = \begin{cases} \frac{\rho T}{T - 2M} (\sqrt{\beta} - \sqrt{\beta - 1})^2; & \text{当 } T > 2M \text{ 时} \\ \frac{\rho^2}{1 + 2\rho}; & \text{当 } T = 2M \text{ 时, } \beta = \frac{T - M}{T - 2M} \\ \frac{\rho T}{2M - T} (\sqrt{-\beta} - \sqrt{-\beta + 1})^2; & \text{当 } T < 2M \text{ 时} \end{cases} \quad (5.35)$$

此时的最佳功率分配系数只要用 $T_d = T - T_p = T - M$ 代入到式 (5.29) 得到, 即

$$\mu = \frac{\sqrt{T - M}}{\sqrt{T - M} + \sqrt{M}}, \quad \rho_{\text{eff}} = \frac{\rho}{(\sqrt{1 - M/T} + \sqrt{M/T})^2} \quad (5.36)$$

相应的数据传输功率和训练序列发送功率的分配关系也可简化为

$$\rho_d = \frac{\rho}{1 - M/T + \sqrt{(1 - M/T)M/T}}, \quad \rho_p = \frac{\rho}{M/T + \sqrt{(1 - M/T)M/T}}$$

(2) 当发送训练序列和数据传输的功率要求相等时, 即 $\rho_p = \rho_d$

假定发送训练序列和数据符号的功率相等, 即 $\rho_p = \rho_d = \rho$, 则式 (5.18) 所示的信道容量下限变成:

$$\begin{aligned} C_p \dots E \left\{ \frac{T - T_p}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho^2 T_p}{M \rho + \rho T_p} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{M} \right) \right] \right\} \\ = E \left\{ \frac{T - T_p}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho T_p}{M + T_p} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{M} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.37)$$

从上式中可以看出, 当增加训练序列的长度 (T_p) 时, 有效信噪比 $\rho_{\text{eff}} = \frac{\rho T_p}{M + T_p}$ 也增加, 因此信道估计的质量得到了改善, 同时信道容量的下限也得到了相应的增加。另外, 当增加 T_p 时, 用于发射数据的时间便减少了, 导致信道容量下限的降低。由于信道容量的减少是线性关系 (通过系数 $\frac{T - T_p}{T}$), 而信道容量的增加是对数关系 (通过有效信噪比 ρ_{eff}), 因此可以认为数据传输阶段的时间长度是一种比有效信噪比更珍贵的资源。严格来说, 满足式 (5.37)

的最佳 T_p 与 ρ 、 T 、 M 和 N 有关，这可以通过对式 (5.37) 进行理论分析或通过 Monte Carol 仿真得到，请参见图 5.15 的仿真结果。事实上，如果信噪比足够高，那么最佳的 $T_p=M$ ，如果信噪比足够低，这时最佳的 $T_p=T/2$ ，一般来说，减少 ρ 需要增加 T_p ，有关式 (5.37) 所示的信道容量下限存在下列相应的结果：

当信噪比足够高时，

$$C_p \dots E \left\{ \frac{T-T_p}{T} \log \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{M/T_p} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{\mathbf{M}} \right) \right] \right\} \quad (5.38)$$

当信噪比足够低时，

$$\begin{aligned} C_p \dots E \left\{ \frac{T-T_p}{T} \text{tr} \left[\log \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho T_p}{M+T_p} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{\mathbf{M}} \right) \right] \right\} \\ \approx \frac{T-T_p}{T} E \left[\text{tr} \left(\frac{\rho T_p}{M+T_p} \frac{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}}{\mathbf{M}} \right) \right] \\ = \frac{NT_p(T-T_p) \log e}{(M+T_p)T} \rho \sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2 \end{aligned} \quad (5.39)$$

在上式的推导过程中第一步利用了关系式：“ $\log[\det(\cdot)] = \text{tr}[\log(\cdot)]$ ”，第二步利用了展开式“ $\log(\mathbf{I}+\mathbf{A}) = (\log e)(\mathbf{A} - \mathbf{A}^2/2 + \mathbf{A}^3/3 - \dots)$ ”的第一项，第三步利用了 $\sigma_{\hat{\mathbf{H}}}^2 = \frac{1}{NM} E[\text{tr}(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}})]$ 关系式。

5.6 最佳序列设计和基于信道估计的信道容量的仿真结果

为了验证上述理论分析得到的一些结论的正确性，分别进行了计算机仿真，假定发射机和接收机各配有 10 根天线 ($M=N=10$)，且接收端每根天线上的信噪比为 20dB。

1. 训练序列和数据传输的最佳功率分配

首先仿真得到了训练序列和数据传输的最佳功率分配和帧长(符号数)的关系，由式 (5.29) 知当 $T_d=M=10$ 时，数据传输的功率分配出现一峰值，因此把仿真结果分成两部分(帧长 <10 和帧长 >10)给出，分别如图 5.13 (a)、(b) 所示，这样的功率分配关系能使基于信道估计的信道容量下限最大，从图 5.13 (a)、(b) 中可以看出当符号数小于 $2M=20$ 时， $\rho_p < \rho < \rho_d$ ，当符号数大于 $2M=20$ 时， $\rho_p > \rho > \rho_d$ ，当符号数等于 $2M=20$ 时(图 5.13 (b) 中两条曲线的交叉点上)， $\rho_p = \rho = \rho_d = 20$ 。

2. 基于信道估计的信道容量下限

图 5.14 是基于信道估计的信道容量下限的仿真结果，最佳功率分配下的容量下限的曲线是根据式 (5.34) 仿真得到的，等功率分配下的容量下限的曲线是根据式 (5.37) 仿真得到的。它反映了在不同功率分配方案下信道容量与发送帧长(符号数)关系，左半图的信噪比取 5dB，右半图的信噪比则取 20dB，从图 5.14 中可以看出，当发送帧长(符号数)较小时，采用最

佳功率分配和平均功率分配方案所取得的信道容量下限基本相同,但随着帧长(符号数)的增加,采用最佳功率分配方案所取得的信道容量下限要大于采用平均功率分配方案所取得的信道容量下限,在帧长(符号数)等于 200 时,两者相差约 5dB,这时与接收端已知信道系数的信道容量相比,分别相差约 5dB 和 10dB,左半图和右半图中曲线的形状基本相同,说明接收端的信噪比对仿真结论没有本质影响。

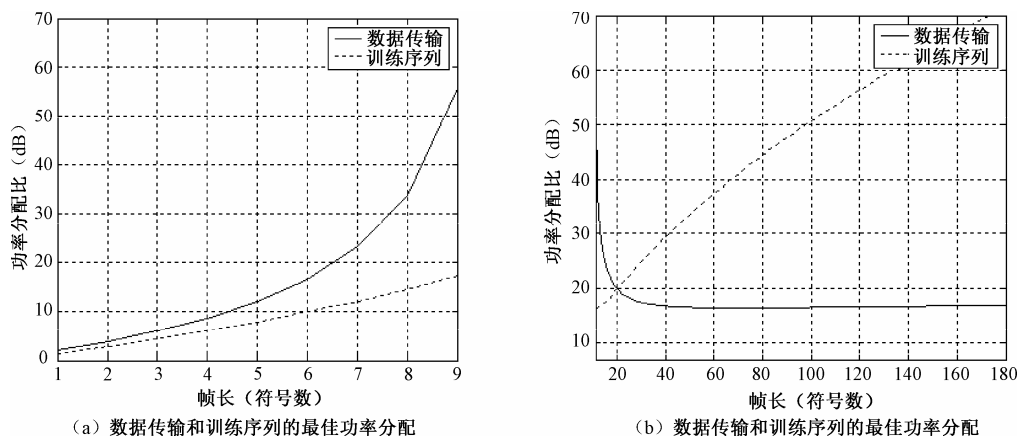


图 5.13 数据传输和训练序列的功率分配和帧长(符号数)的关系

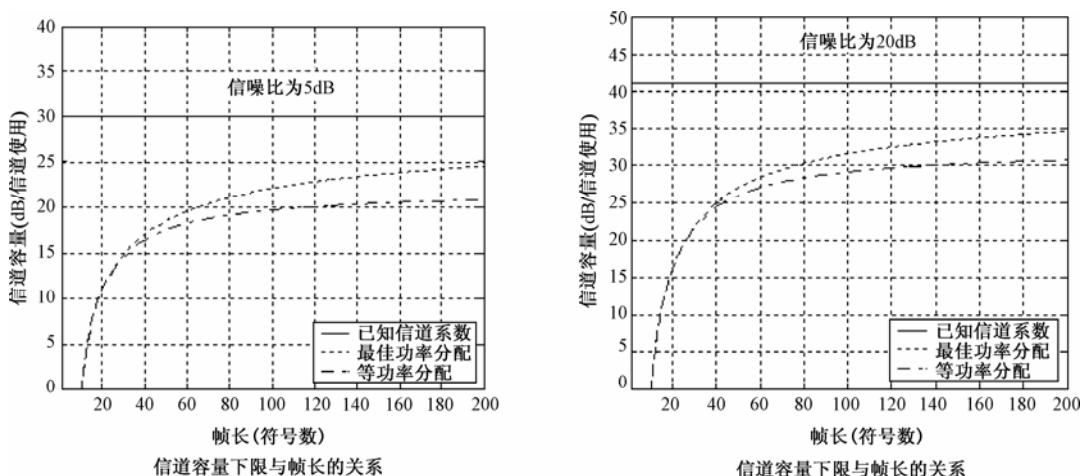


图 5.14 信道容量下限与帧长(符号数)的关系曲线

3. 最佳训练序列的长度和帧长的关系

从 5.5 节理论分析可知,当发送训练序列和发送数据的功率分配达到最佳时,最佳训练时间的长度(T_p)等于发射天线数(M),但是如果采用等功率分配方案时,最佳训练时间的长度(T_p)可能要等于或大于发射天线数(M),图 5.15 是根据式 (5.37),即采用等功率分配方案时,利用 Monte-Carol 方法寻找最佳训练时间(T_p)的仿真结果,从图中可以看到,当给定的帧长(符号数)较小时,最佳训练序列的长度也等于发射天线数($M=10$),当给定的帧长(符号数)较大时,最佳训练序列的长度才大于发射天线数,而且这时对于给定的帧长(符号数),随着信噪比的减少,最佳训练序列的长度要相应的增加。该仿真结果与 5.5 节

的理论分析结果一致。

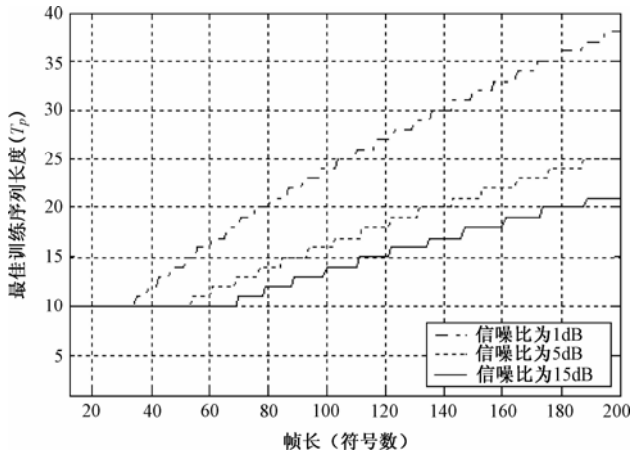


图 5.15 最佳训练序列的长度与帧长（符号数）的关系曲线

4. 基于信道估计的信道容量下限和发送天线数的关系

图 5.16 ($T=100$) 和图 5.17 ($T=20$) 是对于给定的接收信噪比、相干时间和接收天线数, 基于信道估计的信道容量下限和发送天线数的仿真结果, 最佳功率分配下的容量下限的曲线是根据式 (5.34) 仿真得到的, 等功率分配下的容量下限的曲线是根据式 (5.37) 仿真得到的。从图中可以看到信道容量与发射天线数的关系, 从而选择可使信道容量最大的最佳天线数, 从图 5.16 中发现最佳天线数近似为 15, 且当天线数增加到 $T=100$ 时, 信道容量下限减少到 0, 这主要是信道容量下限公式中线性系数: $(T-M)/T$ 作用的结果。从图 5.17 中发现最佳天线数近似为 7, 当天线数增加到 $T=20$ 时, 信道容量下限也减为 0。选择不恰当的天线数, 即使数量很大也将导致信道容量的迅速下降。

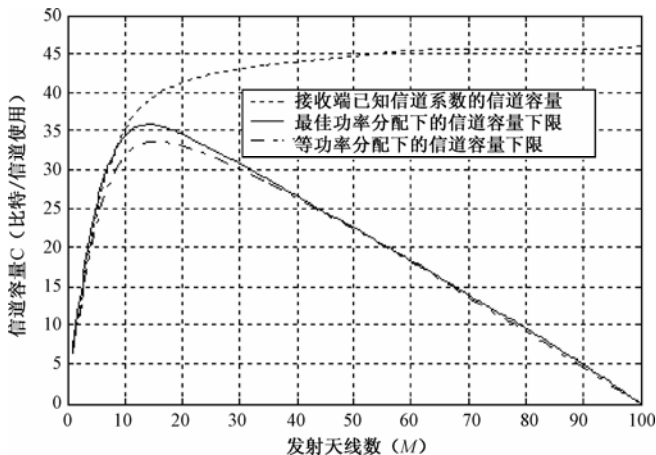
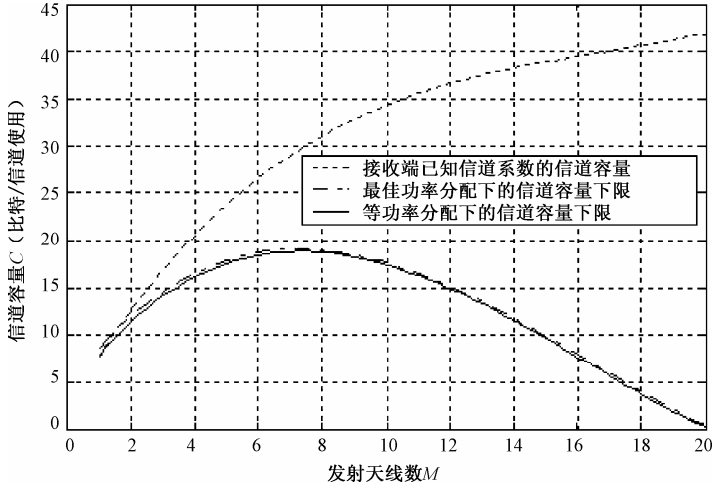


图 5.16 基于信道估计的信道容量下限和发送天线数的函数关系, $T=100$


 图 5.17 基于信道估计的信道容量下限和发送天线数的函数关系, $T=20$

5.7 信道系数估计误差对系统性能的影响分析

1. 信道系数的估计误差的Cramer-Rao界

令 $\mathbf{r}^j = (r_1^j, r_2^j, \dots, r_p^j)$ 为训练时刻 t , 第 j 根接收天线上得到的观察序列, 根据收发两端信号之间的关系, 可得:

$$r_t^j = \sum_{i=1}^M h_{i,j} w_t^i + n_t^j; \quad 1 \leq j \leq N, \quad 1 \leq t \leq P \quad (5.40)$$

如先考虑第 i 根发射天线发出的训练序列在第 j 根接收天线上得到的接收序列为

$$\mathbf{r}^j = h_{i,j} \mathbf{w}^i + \mathbf{n}^j \quad (5.41)$$

这里 $\mathbf{n}^j = (n_1^j, n_2^j, \dots, n_p^j)$, 假定是均值为零、方差为 $N_0/2$ 的复高斯随机矢量, \mathbf{w}^i 为第 i 根天线发射的正交训练序列, $i=1, 2, \dots, M$, 序列的长度为 p , 即 $\mathbf{w}^i = (w_1^i, w_2^i, \dots, w_p^i)$, 且对于任意两个序列 $\mathbf{w}^a, \mathbf{w}^b$ 满足:

$$\mathbf{w}^a \square \mathbf{w}^b = \sum_{j=1}^p w_j^a \bar{w}_j^b = 0$$

的关系, 所有的训练序列 $\mathbf{w}^1, \mathbf{w}^2, \dots, \mathbf{w}^M$ 构成了一个训练矩阵 \mathbf{w} 。在式 (5.41) 的两边同乘以 \mathbf{w}^i 可得:

$$\mathbf{r}^j \square \mathbf{w}^i = h_{i,j} (\mathbf{w}^i \square \mathbf{w}^i) + \mathbf{n}^j \square \mathbf{w}^i$$

式中符号 “ \cdot ” 表示矢量的内积。通过简单的运算可得:

$$h_{i,j} = \frac{\mathbf{r}^j \square \mathbf{w}^i}{\mathbf{w}^i \square \mathbf{w}^i} - \frac{\mathbf{n}^j \square \mathbf{w}^i}{\mathbf{w}^i \square \mathbf{w}^i} \quad (5.42)$$

在式 (5.42) 中, 令: $\hat{h}_{i,j} = \frac{\mathbf{r}^j \square \mathbf{w}^i}{\mathbf{w}^i \square \mathbf{w}^i}$, $e_{i,j} = \frac{\mathbf{n}^j \square \mathbf{w}^i}{\mathbf{w}^i \square \mathbf{w}^i}$, 便得到信道参数估计的误差模型:

$$\hat{h}_{i,j} = h_{i,j} + e_{i,j} \quad (5.43)$$

这里 $h_{i,j}$ 、 $e_{i,j}$ 是统计独立的, 由于假定 \mathbf{n}^j 是均值为零、方差为 $N_0/2$ 的复高斯随机矢量, 不难看出 $e_{i,j}$ 同样也是一个零均值的复高斯随机变量。如果令信道参数的估计值 $\hat{h}_{i,j}$ 和实际值 $h_{i,j}$ 之间的相关系数为 μ , 如果假定 $h_{i,j}$ 服从复高斯 $CN(0, 1)$ 分布, 根据相关系数的定义和式 (5.43) 不难得到:

$$\mu = \frac{E\left\{\left(\hat{h}_{i,j} - E(\hat{h}_{i,j})\right)\left(h_{i,j} - E(h_{i,j})\right)^H\right\}}{\sqrt{E\left\{\left(\hat{h}_{i,j} - E(\hat{h}_{i,j})\right)^2\right\}}\sqrt{E\left\{\left(h_{i,j} - E(h_{i,j})\right)^2\right\}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma_e^2}} \quad (5.44)$$

这里 σ_e^2 为估计误差 $e_{i,j}$ 的方差, 根据式 (5.42) 不难得到

$$\sigma_e^2 = \frac{N_0}{2pE_s} \quad (5.45)$$

其中, E_s 为每根天线上的发送符号功率。

由 $\hat{h}_{i,j}$ 的定义式 (5.43) 知 $\hat{h}_{i,j}$ 和接收序列 \mathbf{r}^j 是确定的线性关系, 因此可直接令 $\hat{\mathbf{h}}_i = (\hat{h}_{i,1}, \hat{h}_{i,2}, \dots, \hat{h}_{i,n})$ 为信道参数估计值的一个样本矢量, 条件概率密度 $f(\mathbf{r}^j / h_{i,j})$ 可由 $f(\hat{\mathbf{h}}_i / h_{i,j})$ 或 $f(\hat{h}_{i,j} / h_{i,j})$ 表示, 由误差模型式 (5.43) 知随机变量: $\hat{h}_{i,j}$ 、 $h_{i,j}$ 服从联合高斯分布, 且均值都为零, 方差分别为 σ_1^2 和 σ_2^2 , 联合概率密度为

$$f(\hat{h}_{i,j}, h_{i,j}) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-\mu^2}} \times \exp\left[-\frac{1}{(1-\mu^2)}\left(\frac{\hat{h}_{i,j}^2}{\sigma_1^2} - 2\mu\frac{\hat{h}_{i,j}h_{i,j}}{\sigma_1\sigma_2} + \frac{h_{i,j}^2}{\sigma_2^2}\right)\right] \quad (5.46)$$

由联合概率密度和条件概率密度的关系可把 $f(\hat{h}_{i,j}/h_{i,j})$ 表示为

$$f(\hat{h}_{i,j}/h_{i,j}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(1-\mu^2)\sigma_1^2}} \times \exp\left[-\frac{\left(\hat{h}_{i,j} - \mu(\sigma_1/\sigma_2)h_{i,j}\right)^2}{2(1-\mu^2)\sigma_1^2}\right] \quad (5.47)$$

先对式 (5.47) 求对数, 再关于 $h_{i,j}$ 求偏导得:

$$\frac{\mu}{(1-\mu^2)\sigma_1\sigma_2}\left(\hat{h}_{i,j} - \mu(\sigma_1/\sigma_2)h_{i,j}\right) \quad (5.48)$$

式 (5.48) 的平方关于 $\hat{h}_{i,j}$ 的数学期望可表示为

$$E\left[\left(\frac{\partial}{\partial h_{i,j}} \ln f(\hat{h}_{i,j}/h_{i,j})\right)^2\right] = \frac{\mu^2}{(1-\mu^2)^2\sigma_2^2} \quad (5.49)$$

因此, 信道估计误差的 Cramer-Rao 界^[78]为式 (5.49) 的倒数:

$$\frac{(1-\mu^2)^2}{\mu^2}\sigma_2^2 = \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)^2\sigma_2^2 \quad (5.50)$$

如果把式 (5.44)、式 (5.45) 代入式 (5.50), 得到 Cramer-Rao 界为

$$\frac{1}{1 + N_0/(2pE_s)} + N_0/(2pE_s) - 1 \quad (5.51)$$

这个值要比文献[79]给出的 Cramer-Rao 界 $N_0/(2pE_s)$ 来得小, 而且当信噪比足够大时, $N_0/(2pE_s) \ll 1$ 时, 两者为近似平方关系。只要对式 (5.51) 前一项进行泰勒级数展开, 得:

$$1 - \frac{N_0}{2pE_s} + \left[\frac{N_0}{2pE_s} \right]^2 - o \left[\frac{N_0}{2pE_s} \right]^3 + \frac{N_0}{2pE_s} - 1 \quad (5.52)$$

上式可近似为 $[N_0/(2pE_s)]^2$ 。这也说明式 (5.51) 给出的信道估计误差的 Cramer-Rao 界比文献[79]给出的界要小得多, 是一个紧界。

为了检验上述结果的正确性, 采用 Monte-Carol 方法进行计算机仿真, 在仿真中, 假定总的发射功率为 1, 每根发射天线发射的功率为 $1/M$ (M 代表发射天线数)。采用了四组方案, 即①2 发 (2 根发射天线)—1 收 (1 根接收天线); ②1 发—2 收; ③2 发—2 收; ④1 发—4 收。选择 4PSK 调制星座, 每一个信号点的能量相等。对发送的数据按四组方案分别进行空时分组编码调制。仿真了在瑞利平衰落信道中, 信道参数估计存在误差时, 系统性能的损失情况, 给出了三种情形下的仿真结果, 即信道参数估计: ①不存在误差 (理想信道, No Error); ②存在误差 (Error 采用一均值为零、方差为 $1/SNR$ 的复高斯信源来模拟误差源 Error^[80], SNR 代表信噪比); ③存在误差, 且误差的方差最小 (Error 的方差为 Cramer-Rao 界), 四组方案的仿真结果分别如图 5.18 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示。从图中可以看出, 由信道参数估计误差造成的性能损失小于 1dB, 这和文献[79]采用空时格码调制 (Space-time Trellis Coding and Modulation) 得到的结果相近, 而在误差的 Cramer-Rao 界上, 系统的性能损失则小于 0.5dB, 由于 Cramer-Rao 界是所有误差的方差中的最小值, 所以这个结果也是在所有存在误差的信道参数估计值引起系统性能损失值中的最小值, 这与理论分析的结论也是相同的。再比较四组方案的仿真结果, 还可发现当总的发射功率一定时, 系统的误比特率性能是按上述给出的方案次序依次递增的, 这与理想信道下得到的结果^[69]也是一致的, 这说明信道参数估计误差并不会完全改变空时分组编码调制原来的设计性能。

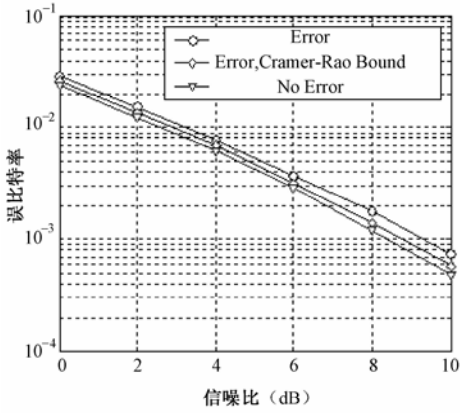
2. 信道估计误差对信道容量的影响

令 \mathbf{H} 为实际的信道传输矩阵, $\hat{\mathbf{H}}$ 为它的估计值, 且 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta\mathbf{H}$ (这里符号和 5.4 节有微小差别, 主要是为了表示方便), 假定信道传输矩阵的估计误差 $\Delta\mathbf{H}$ 可以表示成: $\Delta\mathbf{H} = \sigma_H \mathbf{H}_0$, 其中 σ_H 为估计误差的方差, \mathbf{H}_0 的元素为零均值方差为 1 的复高斯独立随机变量, 数据传输阶段总的发射功率为 P_d , 使用平均信道容量的定义, 信道容量的估计值为^[81, 82]

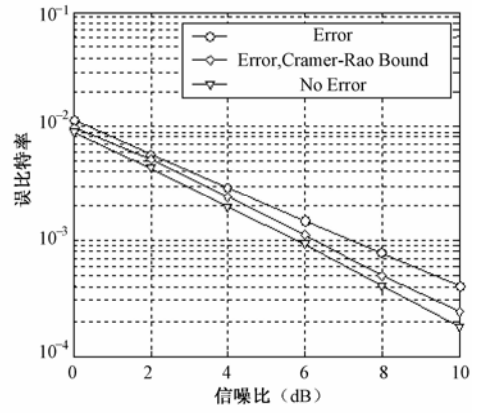
$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_d}{M\sigma_n^2} \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H \right) \right] \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_d}{M\sigma_n^2} (\mathbf{H} + \Delta\mathbf{H})(\mathbf{H} + \Delta\mathbf{H})^H \right) \right] \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_d}{M\sigma_n^2} (\mathbf{H} + \sigma_H \mathbf{H}_0)(\mathbf{H} + \sigma_H \mathbf{H}_0)^H \right) \right] \end{aligned} \quad (5.53)$$

若定义 $\beta^2 = E\{|h_{i,j}|^2\}$, 式 (5.53) 可改写为

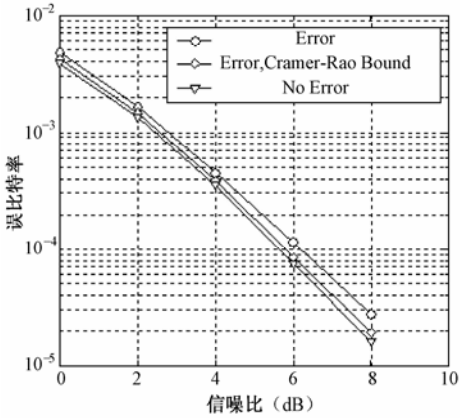
$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\beta^2 P_d}{M\sigma_n^2} (\mathbf{H}/\beta + \sigma_H \mathbf{H}_0/\beta)(\mathbf{H}/\beta + \sigma_H \mathbf{H}_0/\beta)^H \right) \right] \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho_d}{M} (\bar{\mathbf{H}} + \mathbf{H}_0/\sqrt{\rho_H})(\bar{\mathbf{H}} + \mathbf{H}_0/\sqrt{\rho_H})^H \right) \right] \end{aligned} \quad (5.54)$$



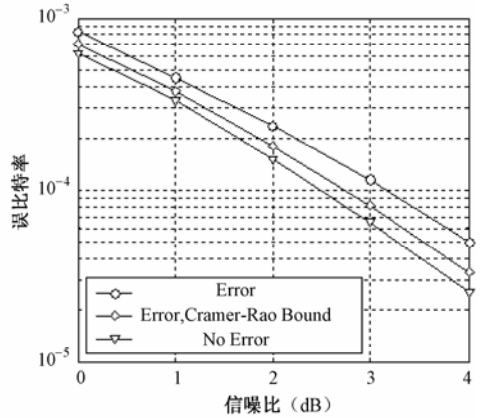
(a) 2根发射天线, 1根接收天线



(b) 1根发射天线, 2根接收天线



(c) 2根发射天线, 2根接收天线



(d) 1根发射天线, 4根接收天线

图 5.18 信道参数估计存在误差时, 空时分组编码调制系统的误比特率

其中, $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} / \beta$ 为归一化信道矩阵, 而 $\rho_d = \beta^2 P_d / \sigma_n^2$, $\rho_H = \beta^2 / \sigma_H^2$ 分别定义为数据传输信噪比和信道估计信噪比。如果把式 (5.50) 的 Cramer-Rao 界代入到信道估计信噪比公式中去, 得到:

$$\rho_H = \beta^2 / \sigma_H^2 = \beta^2 / [(\mu - 1/\mu)^2 \sigma_2^2] \quad (5.55)$$

为了在数量上具体比较信道系数的估计误差对系统性能的影响, 分别计算了当信道系数的估计误差的方差为 Cramer-Rao 界和当信道系数的估计误差的方差大于 Cramer-Rao 界时, 系统信道容量的累计分布, 结果如图 5.19 所示, 从图中可以看出, 前者的容量和瑞利信道容量十分接近, 而后的容量偏离了瑞利信道容量, 但并非后者的容量要优于瑞利衰落的信道容量, 这同图 5.12 的仿真结果类似, 纯粹是由估计误差引起的表面现象。仿真中, 后者的方差取 Cramer-Rao 界的 10 倍。

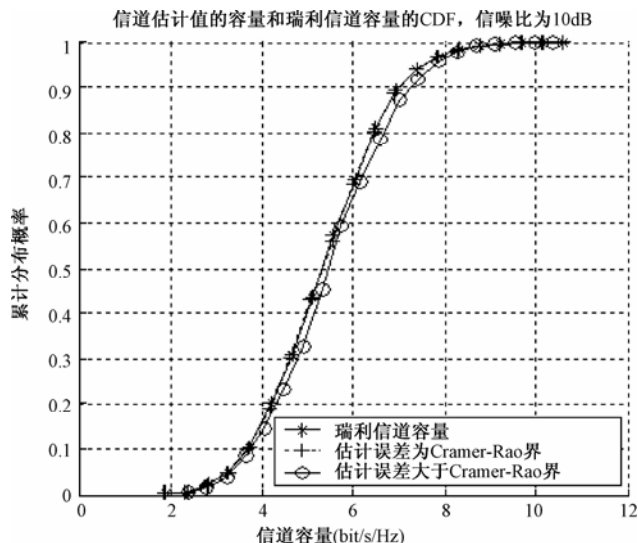


图 5.19 信道系数估计值存在误差时的容量和瑞利信道容量的比较

5.8 小结

本章首先介绍了在 MIMO 无线系统中利用训练（导频）序列去探测信道的原因，给出了基于训练序列估计的传输帧结构和数学模型，把一个信息传输帧划分成训练序列和数据传送两部分，实际处理时又利用分块矩阵把两部分的数据合二为一。接着根据给出的数学模型，推导了 MIMO 信道系数的最小均方误差估计值和最大似然估计值，再以 2×2 的 MIMO 系统为例，假定信道在相干时间内完全平坦和随机慢变化时，分别使用最小均方差估计法和最大似然估计法估计出了信道的各个系数，在小信噪比和大信噪比时，比较了两种估计方法的估计误差，并给出了一般情况下的证明（分别见附录 A 和 B），在计算机上进行了仿真实验，得到了信道的各个系数的仿真结果，同时计算了这些信道估计值的信道容量的累计分布，并和瑞利信道的容量进行了比较。

依据已知的训练序列和接收的观测序列，直接计算出信道传输系数的方法，称为信道的显式估计，如果只是利用训练序列的先验知识，在接收端不直接计算出信道的传输系数，而是联合处理接收到的训练序列和接收到的发送数据来推算出发送端实际发送的数据，这种方法称为信道的隐式估计。显式估计往往要丢失一些信息，为此特别定义一个基于训练序列的信道估计的信道容量 C_p ，该信道容量为已知发射序列 S_p 、接收序列 Y_p 和接收信号 Y_d 与未知发射信号 S_d 之间的互信息关于发射信号 S_d 分布的最大值，也可以看成是在分别给定发射训练序列 S_p 和接收训练序列 Y_p 的条件下，发射信号 S_d 和接收信号 Y_d 之间的互信息关于 S_d 分布的上确界。理论上设计的训练序列应使显式估计丢失的信息最小，也就是使 C_p 最大，由于实际的 C_p 计算很困难，因此本章考虑了受最坏噪声影响的情形，得到了 C_p 的一个下限。在使 C_p 下限最大（最佳设计准则）的条件下，进行基于最大似然（ML）估计法的训练序列设计，分别得到了该训练序列 S_p 的最佳结构形式、训练序列和数据传输的功率最佳分配比、

当发送训练序列和数据传输的功率允许不相等时的训练序列的最佳长度 (T_p)、发送训练序列和数据传输的功率要求相等时的训练序列的最佳长度 (T_p)，并和文献[72]中采用最小均方误差 (MMSE) 估计法的设计结果进行了比较。

在 5.6 节给出了最佳训练序列设计和基于信道估计的信道容量估计的一些仿真结果。在 5.7 节分析了信道系数估计误差对系统性能的影响，在给定的条件下，推导出了信道系数估计误差的 Cramer-Rao 界，并将它与文献[79]给出的界进行了比较，发现本章推出的 Cramer-Rao 界比文献[79]给出的界要小得多，是一个紧界。而且 Monte-Carlo 的仿真结果也证实了在所推出的 Cramer-Rao 界内引起系统的误码性能损失最小。同时分析了信道估计误差对信道容量的影响，分别仿真了当信道系数的估计误差的方差为 Cramer-Rao 界时和当信道系数的估计误差的方差大于 Cramer-Rao 界时，信道容量的累计分布。

第 6 章 MIMO空时实现算法分析与仿真



本章内容提要

信息论预示了 MIMO 无线系统存在着巨大的信道容量,但这个容量能否实现在很大程度上取决于发射端和接收端的处理算法,因此本章主要对 MIMO 无线系统目前业已提出的一些主要算法进行了研究,论述了这些算法的实现原理,以分集和分层两条线索归纳了发射端的一些处理算法,同时给出了个别算法的推广方案;分析比较了以线性空时均衡算法、非线性最大似然算法和 Turbo 空时译码算法为主的接收端处理算法;着重分析了新近出现的一些综合算法(如高速线性空时扩展码、正交空时分组编码和传统波束形成的联合设计、串联和并联结构的 Turbo 空时编译码算法、高速线性扩展空时码和 Turbo 编码的组合设计算法、把“软”输入“软”输出迭代算法应用于联合解调和译码、采用多用户检测技术来分离多天线上接收的信号等)的实现原理;同时对这些算法进行了大量的计算机仿真,并给出了一些代表性的仿真结果,而且把这些结果和常用算法的性能进行了分析比较,目的是为了更简单有效地实现 MIMO 无线系统的巨大容量。

6.1 算法概述

目前,有关 MIMO 系统的实现方案有许多,但究其实质一般可归纳为两类:使天线分集最大方案和使数据传输速率最大方案。第一类方案主要是使信道的中断概率最小,第二类方案则主要致力于改善信道的平均容量,为此,对于给定的错误概率或者特定的中断容量,后者一般会尽可能地发送与天线数一样多的独立信号,目的是为了充分地进行空间多路复用。而前者为了防止单个数据流在传输中由于信道的衰落和噪声加干扰引起差错,需要对发送的信号进行联合编码,即空时编码,目的是使中断概率最小,或等效为使中断容量最大。值得注意的是,由于发射天线之间进行了联合编码,冗余度随之增加,随着发射信号之间的编码级数增加,信号之间的独立性也随之下降,最终有可能使多天线系统的有效数据信号传输速率退化为单天线系统的数据信号传输速率,这时从每根天线上发射信号只相当于同一个信号的不同编码副本而已。在这种情形下,多元天线系统只是作为一种空间分集源,而不能用于增加系统的传输速率。

在空时编码的实现方案中,图 6.1 为空时编码的简单原理框图,编码器产生的编码符号的个数要与发射天线数相等,而且这些编码符号要同时从全部的发射天线上发送出去,一个

编码符号对应一根发射天线。在接收端,采用使编码增益和/或分集增益最大的信号处理和译码算法,把发送的信号分离出来。

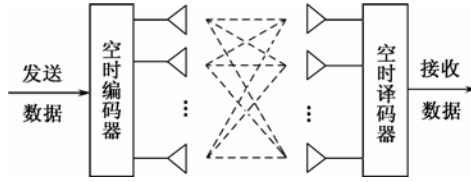


图 6.1 空时编译码的简单原理框图

最初 Seshadri^[83]进行了空时编码方面的一些研究工作,而他是受到 Wittneben^[33]延时分集思想的启发,后来, Tarokh 在文献[31]中以网格编码的形式,完整地提出空时编码的概念和原理,其中要求接收端采用多维(矢量)Viterbi 算法译码,这种编码称为空时网格编码(STTC),空时网格码提供的分集增益与发射天线数相等,提供的编码增益与网格的状态数有关,而不损失任何带宽效率。然而空时编码得到普及和广泛应用是在空时分组编码(STBC)出现之后,这是因为空时分组码构造简单,而且接收端的译码只要进行线性处理,与空时网格码要求矢量 Viterbi 算法译码相比,要简单得多。空时分组码提供的分集增益和空时网格码一样,都与发射天线数相等,不足之处是提供的编码增益最小,甚至等于零。

空时编码技术把 MIMO 无线系统中一些有用的分集技术进行了卓有成效的组合,取得了很高的数据传输数率,但是目前还未真正形成统一的构架,信息论方面的分析结果也不能包括所有可能类型的空时码。

有关空时编码分类方法也有多种,通常可以分成线性和非线性两大类,空时分组编码^[69, 84]和正交编码^[85~88](也可以看成是线性扩展码的一个推广^[89])在本质上可以统一为线性编码的形式,并且接收端可以采用线性处理的方法,非常容易地对其译码。而采用网格结构表示的空时网格编码^[31, 90, 91]和空时 Turbo 网格编码^[92~94]可以统一为非线性编码的形式,它们的译码复杂性与发射天线数成指数关系增长。由于分组编码的特性,线性空时编码一般没有有效地利用时间分集特性(如 Alamouti 码每一组只对 2 个符号进行编码),而空时 Turbo 码由于码约束条件和交织器的作用,使参加编码的比特互相关联。因此有必要把线性码和传统的编码技术进行有效结合,来有效地利用时间分集特性。有两种不同的结构可以达到这个目的,第一种结构是把线性空时码和传统的编码(卷积码或 Turbo 码)通过交织器进行串联^[95~97];第二种结构则是通过交织器把不同的线性空时码和传统码进行并联,这些结构使得接收端可以使用类似于 Turbo 迭代算法进行译码^[98]。

为了提供高速的数据服务,同时又要使算法保持中等程度的复杂性,把线性空时码和传统的编码技术进行有效的组合(不管是串联还是并联结构),似乎要比非线性空时码更具有吸引力。前者把分别利用了时间和空间分集特性的两种不同的编码技术进行有效的结合,并且应用迭代方法进行联合解调和译码,使算法的复杂性保持在中等程度。后者则需要一个由许多状态(因为有多根天线)和从一个状态过渡到另一个状态的路径转换图构成的网格结构,才能提供高速数据服务。随着天线数的增加和调制星座的增大,网格的结构可能变得太大,即使不用 MAP(最大后验概率)译码,而改用查表法译码或减少路径的搜索算法,也难以较低的复杂性对其译码。

然而,还不十分清楚究竟哪种线性码最好、采用哪种接收技术对接收数据解调和译码效果最佳,例如, BLAST 算法^[99~101]的理论容量与最小的天线数成线性关系,但是 BLAST 技

术在某些无线传播环境下,可能会产生很差的性能,而且要求接收天线数比发射天线数多,正交设计不能取得与 BLAST 设计结构同样大的信道容量。但一般比 BLAST 更可靠。

尽管信息论的分析结果给研究工作指明了方向,能引导人们去分析和探索性能优良的 MIMO 无线空时实现算法,但是通常也会带来一些遗憾,因为它不能准确地反映实际的 MIMO 传输系统的性能,原因是信息论预示的结果,只是为 MIMO 无线系统的实现算法提供了一个性能上限,而要达到这个上限可能需要投入巨大的计算量或花费无穷的时间。因此在实际研究 MIMO 信道容量的实现算法时,往往需要在系统的性能和复杂性之间进行合理的折中。

6.2 发射端空时处理的几种典型算法分析及其推广

在 MIMO 系统中,发射端的空时处理方案也可概括为两大类:分集处理技术和分层处理技术,分集处理是指通过把要发送的数据利用多根天线同时发送出去,从而赢得了一定的空间冗余度,而分层处理是指在发送数据之前,把要发送的数据分割成多个子数据流,送往各根天线,进行所谓的多路复用。

6.2.1 空时分集处理技术

1. 正交空时发射分集 (OSTTD)

正交空时发射分集处理算法是指对多个连续的数据符号进行正交空时编码,最简单的正交空时发射分集是对两个数据符号 S_1 和 S_2 进行正交空时编码,编码矩阵为

$$C(S_1, S_2) = \begin{pmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{pmatrix}$$

矩阵的列代表发送数据符号的时刻,矩阵的行则代表发送的天线。这就是著名的 Alamouti^[69]方案,该方案很简单,但它是后续先进的空时发射分集方案的基础。假定接收机配有 N 根天线,一共有 L 条信道路径,译码器的输出为

$$\hat{S}_1 = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L [h_{1,n}^*(l)Y_{1,n}(l) + h_{2,n}(l)Y_{2,n}^*(l)] \quad (6.1)$$

$$\hat{S}_2 = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L [h_{1,n}(l)Y_{2,n}(l) - h_{2,n}^*(l)Y_{1,n}^*(l)] \quad (6.2)$$

其中, $h_{m,n}(l)$ 代表从第 m 根发射天线通过第 l 条路径到达第 n 根天线的信道路径系数, $Y_{1,n}$ 和 $Y_{2,n}$ 代表与 S_1 和 S_2 对应的接收信号。

2. 循环移位空时发射分集 (CSTD)

循环移位空时发射分集是一种把正交空时分组编码和天线跳变结合在一起的方案,可以看成是基本的正交空时发射分集或 Alamouti^[69]方案的推广,它适用于任意数目的发射天线和任意的空时分组码。它并不影响分组码的数据数率,可以使用与目前的分组码几乎相同的接收机来检测。

在进行 CSTD 传输时,首先把要传输的数据用正交空时分组编码方案进行编码,原则上可选用任意数目的天线,为便于讨论,这里选择三根天线,经过正交分组编码后的数据从三根天线中选择两根来发射,如图 6.2 所示,发送相同的数据块(图 6.2 中由两个符号组成)要

用相同的两根天线，一个数据块发完后，再切换两根天线，发送另一组数据块，按照这种发送方式，直至发完所有的数据，天线的跳变发生在两个连续的数据块之间。

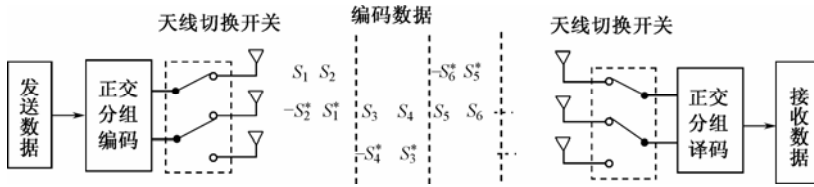


图 6.2 循环移位空时发射分集原理框图

信道估计时，从每根天线上发送离散的导频序列，但对每根天线来说发送的是一连续的导频信号。按照天线的跳变模式，在某些时刻不发射任何数据，这自然可以降低每一个公共导频信道（CPICH）的发射功率。

CSTD 的接收几乎与 STTD 类似，主要区别是 CSTD 必须估计所有的信道并跟踪天线的跳变模式，以便在检测阶段可以使用正确的信道估计值。

3. 相位旋转空时发射分集

相位旋转发射分集是将两根天线的空时发射分集推广到多根天线，也可以看成是基本的正交空时发射分集或 Alamouti^[69]方案的推广，具体做法是在一个信号通过某根天线发送出去后，再把这个信号进行相位旋转，通过另一根天线发送出去，这意味着原来通过两根天线发送由两个符号组成的符号块，现在要使用四根天线来发射，即通过第一根天线和经过相位旋转的第二根天线发送原来的第一个 STTD 分支，同理用第三根天线和经过相位旋转的第四根天线发送原来的第二个 STTD 分支，发送部分的原理如图 6.3 所示。相位旋转只应用于数据通道，不用于 CPICH 通道。为了保持不同扩频码之间的正交性，只在数据块之间进行相位改变，变化的大小至多为 256 个码片间隔，与最长扩频码的时宽相对应。信道估计时，由于从每根天线上发送的是连续的 CPICH 信号，考虑相位旋转的影响，接收端获得的信道估计值要进行适当的修改。

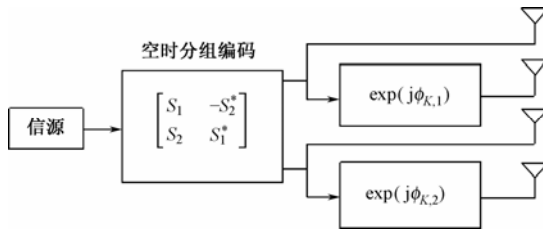


图 6.3 相位旋转空时发射分集原理框图

4. 开关切换空时发射分集

由于空时发射分集是通过一种智能的方式，同时使用多根发射天线发射数据，为接收机提供多个独立衰落的发射数据的副本，使接收数据的功率变化较小，达到提高接收数据准确性的目的。然而，在所有的接收信号当中，必然存在着来自某根发射天线的信号总比来自其他的发射天线的信号效果要好（如占接收信号总能量的比值），因此从原理上讲，使用任意一根效果较差的天线来进行发射分集，必然要带来性能上的损失。

由以上分析可推知，如果能根据某些信息，如从终端到基站的简单反馈信息，来选择发

射天线，与一般的纯发射分集比较，增加了接收信号的平均功率，效果要好，这种发射分集也称为闭环分集，相应地一般的纯发射分集也称为开环分集。这种技术已在 1999 年的 UTRA 标准（Release 99）中提出，但最近得研究结果表明 HSDPA（高速下行分组接入）系统的容量要受到使用发射分集算法的影响。

在使用开关切换的空时发射分集方案中，假定发送方采用两根天线，在接收端分别来自两根发射天线的接收功率可以通过使用特殊的公共导频信道（类似于 STTD）来估计，通过传向基站的一比特反馈命令来选择最佳的发射天线，反馈命令要影响使用的发射天线至少需要一个时隙的延时。

接收机使用两根发射天线的信道估计值来进行多径信号的合并，选择有可能使合并后的信号功率达到最大的那个信号，使用这种方式，可能的反馈误差可以忽略不计。

6.2.2 分层处理技术

MIMO 的分层处理技术是指把要发送的数据流按照多根发射天线的要求分成多个并行的子数据流（也称为层），每一个数据流通过单根或多根天线发射出去。由于可以采用纠错能力较强的编码或较低的调制阶次，因此既提高了信道的传输速率，又降低了有效的信息载荷成本。

1. 双空时发射分集（DSTTD）

双空时发射分集是一种使用 4 根发射天线、使用户的数据速率加倍的传输方案，在这种方案中，由于所使用的空时分组码不再正交，因此接收机必须为分离和恢复发送信号付出大量工作。

在 DSTTD 中，两个独立的 STTD 数据流通过 4 根发射天线并行发送，图 6.4 给出了发射端的发送示意图，在图中使用的符号与 STTD 相同，在这里连续的公共导频信号是通过所有的 4 根天线发射。

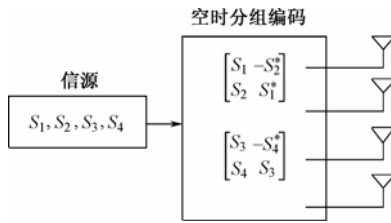


图 6.4 双空时发射分集原理框图

假定接收机配有两根天线，信道为平衰落，在接收端的解扩信号可表示为

$$Y = \begin{pmatrix} y_1(1) \\ y_1^*(2) \\ y_2(1) \\ y_2^*(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & -h_{2,1} & h_{3,1} & -h_{4,1} \\ h_{2,1}^* & h_{1,1}^* & h_{4,1}^* & h_{3,1}^* \\ h_{1,2} & -h_{2,2} & h_{3,2} & -h_{4,2} \\ h_{2,2}^* & h_{1,2}^* & h_{4,2}^* & h_{3,2}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2^* \\ S_3 \\ S_4^* \end{pmatrix} + N \quad (6.3)$$

式中， N 代表噪声。使用上述信号模型，DSTTD 接收机优先选择 ML 作为判决准则，具体过程见 6.3 节。对于最新接收到的数据包，要把相应的信道系数和噪声协方差矩阵存储到存储器中，以便利用跟踪合并技术。一旦要重传，在更新被存储的信道系数和噪声协方差矩阵后，

要计算 ML 的距离度量。对于每一个宽带扩频时隙，必须改变协方差矩阵。

2. V-BLAST

从原理上说，垂直 BLAST (V-BLAST) 是一个非常简单的分层方案，类似于 DSTTD，可以认为是速率为 2 的空时分组编码。由于终端的天线数限定为 2，因此只考虑 2 个数据层。

通常，信道编码是对一个 HSDPA 数据包进行的，并且，交织后的编码比特要映射成符号。然后符号流经过串/并变换成 2 个（一般情况下为 M ）并行的数据流（层），每个数据流再分配到与自己对应的发射天线上发送出去，每一根天线也发送自己的公共导频信号。

图 6.5 为接收端的一个基于 V-BLAST 方案的空时均衡器和干扰对消器，首先使用双天线的 LMMSE 空时均衡器检测到信噪比较高的数据流（层），并把它在码片级与接收信号相减，然后再将剩余的数据流（层）通过另一个 LMMSE 空时均衡器进行检测。最后把两个数据流（层）合并成一个数据帧。有关空时均衡器的结构将在 6.3 节中给出，也可以应用 ML 接收机。

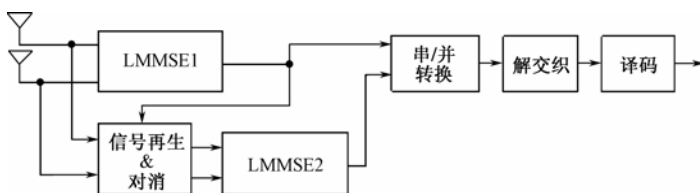


图 6.5 由两根接收天线组成的 V-BLAST 分层方案的接收机结构

3. 四天线双速率分组变换编码 (DABBA)

DABBA^[102] 的传输方案有点类似于 DSTTD，但它不是并行发送两路正交的空时分组码，而是发送两路非正交的空时码字，而它们是通过原始的 STTD 编码块应用酉变换得到的，目的是使并行的编码块之间的干扰较小，原理如图 6.6 所示，其中酉变换的定义如下：

$$U(\alpha, \beta) = \begin{bmatrix} u & v \\ -v^* & u^* \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_{M/2} \quad (6.4)$$

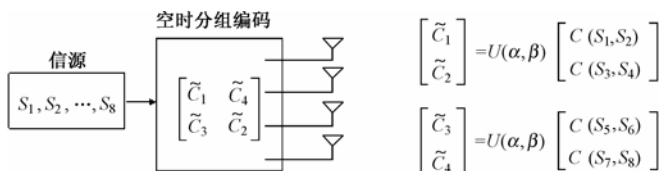


图 6.6 四天线双速率分组变换编码原理框图

其中，符号“ \otimes ”表示 Kronecker 乘积， M 是发射天线的数目， α 和 β 为两个不同的参数，并且

$$\begin{aligned} u &= \sqrt{\alpha} \\ v &= \sqrt{1-\alpha} \exp(-j\beta \pi) \end{aligned} \quad (6.5)$$

对于 DABBA 方案，也可以构造类似于 DSTTD 的接收信号模型，这样可以应用相同的一般接收算法。

6.3 接收端的空时处理算法分析

目前已获得应用的接收端的空时处理算法可以分成三类，即线性空时均衡算法、非线性最大似然算法和 Turbo 空时译码算法。

1. 线性空时均衡算法

线性均衡算法不但可以应用于单天线的数据传输系统，也可以用于多天线的空时编码系统，如在 MIMO 分层方案中，可以用来对受到干扰的数据层进行线性分离。然而在大多数的多天线系统中，线性空时均衡算法被认为能力相当有限，特别是用在接收天线数少于发射天线数的多径信道中。

一般来说，空时均衡算法使用码片级 (Chip) 的信号来完成，即利用解扩之前的信号，否则由于伪随机扰码的作用，信号的结构要发生随机改变，使用简单的线性滤波无法有效地抑制多址干扰。

在第 n 根接收天线上时间离散的能量有限的信号可表示为

$$\mathbf{r}_n(i) = \mathbf{H}_{1,n}(i)\mathbf{d}_1(i) + \mathbf{H}_{2,n}(i)\mathbf{d}_2(i) + \cdots + \mathbf{H}_{M,n}(i)\mathbf{d}_M(i) + \mathbf{N}_n(i) \quad (6.6)$$

其中， $\mathbf{d}_m(i)$ 为从第 m 根发射天线上发射的一个多用户码片矢量信号，它的元素是由所有用户的码片信号叠加所形成 (包括数据调制和加扰)。 i 为时间标号， $\mathbf{H}_{m,n}(i)$ 代表从发射天线 m 到接收天线 n 的信道矩阵，对于每一个码片矢量 $\mathbf{d}_m(i)$ ，有一个与之相对应的离散时间脉冲响应 $h_{m,n}$ ， $\mathbf{N}_n(i)$ 表示噪声加干扰。

在 (M, N) 的 MIMO 的无线信道中，假定空时均衡器采用线性最小均方误差 (LMMSE) 准则来估计发射的码片信号 $\mathbf{d}_m(i)$ ，其估计值可表示为

$$\hat{\mathbf{d}}_m(i) = \sigma_d^2 (h_{m,1}^H(i), h_{m,2}^H(i), \cdots, h_{m,N}^H(i)) \mathbf{C}_{rr}^{-1}(i) \begin{pmatrix} \mathbf{r}_1(i) \\ \mathbf{r}_2(i) \\ \vdots \\ \mathbf{r}_N(i) \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

其中， σ_d^2 为码片矢量 $\mathbf{d}_m(i)$ 的方差， $\mathbf{C}_{rr}(i)$ 为多天线协方差矩阵，可表示为

$$\mathbf{C}_{rr}(i) = E \left\{ \begin{pmatrix} \mathbf{r}_1(i)\mathbf{r}_1^H(i) & \mathbf{r}_1(i)\mathbf{r}_2^H(i) & \cdots & \mathbf{r}_1(i)\mathbf{r}_N^H(i) \\ \mathbf{r}_2(i)\mathbf{r}_1^H(i) & \mathbf{r}_2(i)\mathbf{r}_2^H(i) & \cdots & \mathbf{r}_2(i)\mathbf{r}_N^H(i) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{r}_N(i)\mathbf{r}_1^H(i) & \mathbf{r}_N(i)\mathbf{r}_2^H(i) & \cdots & \mathbf{r}_N(i)\mathbf{r}_N^H(i) \end{pmatrix} \right\} \quad (6.8)$$

其中， $E\{\cdot\}$ 代表求数学期望，协方差矩阵采用时间平均来估计，也可以采用自适应技术来实现 LMMSE 均衡器。

图 6.7 给出了对来自第 m 根发射天线的信号的 LMMSE 空时均衡器的结构，后跟一个码相关器， M 根发射天线需要 M 个这样的并行空时均衡器，均衡器的输出耦合到码相关器，再送到与使用的 MIMO 传输方案相应的译码器或检测器。具体处理时假定信道只有一条路径，这可以从图 6.7 中看出，图中只使用了一个码相关器去检测来自天线 m 的信号。

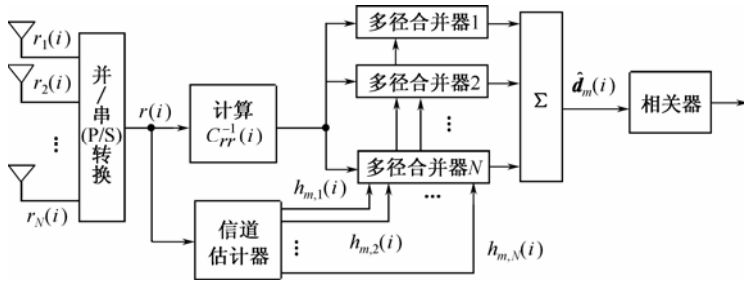


图 6.7 LMMSE 空时均衡器后跟一个扩频码相关器的基本结构

图 6.7 所示的 LMMSE 接收机的结构在功能上可以分成两部分：预滤波结构和传统的 Rake 检测，包括可能使用到的空时分组码的译码，预滤波器完成图 6.7 所示的矩阵 $C_{rr}(i)$ 的求逆运算。可以证明逆矩阵接近于带有 Toeplitz 块的分块矩阵，这意味着矩阵的相乘运算可以用线性滤波来代替。对于多根接收天线，从以块为单位的矩阵运算到连续的线性滤波变换，需要一组并行的线性滤波器来等效，如图 6.8 所示。

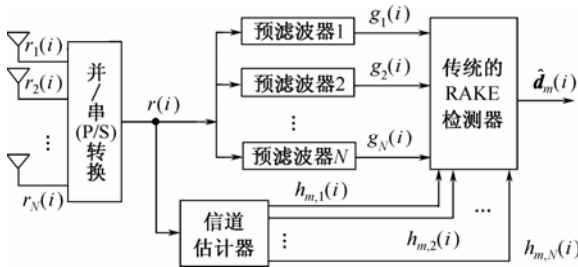


图 6.8 LMMSE 空时均衡器的预滤波的 Rake 结构

预滤波 Rake 结构的优点是不管被检测信号的数量和来源（来自发射天线、数据层或基站等），在传统的 RAKE 型接收机之前可以使用相同的滤波器组，把该接收机转变成相应的 LMMSE 空时均衡器。

2. 非线性最大似然算法

由于复杂性的缘故，最佳的最大似然比（ML）接收机不便投入实际应用，如果把符号间干扰、多址干扰和蜂窝间干扰看成是加性噪声，可以构成一个次最佳 ML 接收机，当线性空时均衡器不能足够有效地抑制层间干扰时，这种次最佳 ML 接收算法对分层方案（如 BLAST, DSTTD）特别有用，假定接收机能检测出单个符号的间隔或者能对每个空时码字单独译码。

对于一个具有 L 条路径、 N 根接收天线的一般信道，接收机使用许多并行的码相关器对所有的 NL 个信号进行解扩，如图 6.9 所示，ML 接收机的输入信号由相关器的输出信号构成，可以简写为

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (6.9)$$

其中，符号矢量 $\mathbf{S}(k)$ 为未知符号， $\mathbf{H}(k)$ 为信道矩阵， $\mathbf{N}(k)$ 包括在估计的过程中所有被认为是噪声的信号分量。但上述模型只能直接应用于最基本的 V-BLAST 方案，在大多数情况下，空时分组编码必须和 6.2 节给出的信号模型相结合才能看出它的具体效果。

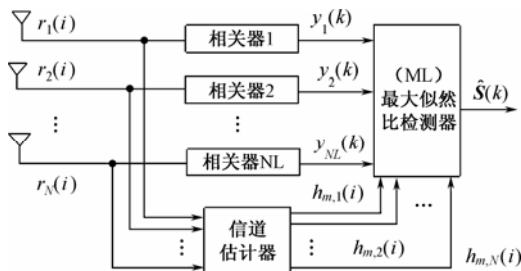


图 6.9 最大似然比 (ML) 接收机的结构

未知信号矢量 $S(k)$ 可以使用 ML 原理来估计：

$$\hat{S}(k) = \arg \min_{S(k)} \left\{ \left[y(k) - H(k)S(k) \right]^H C_m^{-1} y(k) - H(k)S(k) \right\} \quad (6.10)$$

上式中 C_m 代表噪声协方差矩阵，它可以假定是一个单位矩阵 (I) 或者进行估计。ML 解决方案就是在未知符号的所有可能组合中不断地进行搜索，直到条件满足为止。

由于这种接收机的复杂性随着矢量 S 中未知参数的数目成指数关系地增长，可以把 ML 原理应用于未知参数的一个子集合上，而子集之外的未知参数暂时看做是噪声（把它们包括在 C_m 中），子集合可以根据参数的瞬时信噪比来选择，一旦该子集合被检测出来后，就从 $y(k)$ 中把它扣除，然后再对剩余的未知参数进行类似的处理。

当 ML 接收原理应用于 DSTTD 方案时，由于分组码不能以输入符号矢量 S 的线性变换出现，因为复共轭不是线性运算，在这种情形，信号的模型必须做些修改，上述 ML 原理才好应用。

当使用修改过的信号模型时，有两种可能的 ML 方法可以考虑：①直接应用信号 $y(k)$ 作为 ML 检测器的输入；②把信号 $H^H y(k)$ 作为 ML 检测器的输入。第 2 种方法的好处是：通过先对分组码的译码，一个或多个干扰信号从接收信号中被消除了（因为 $H^H(k)H(k)$ 运算后某些元素等于零），因此可以简化 ML 的搜索。然而，与此同时噪声也变成了有色，这意味着噪声的协方差矩阵不能忽略。第 2 种方法也非常适合于分组重传的相干合并，分组重传方案可以获得跟踪合并增益。

ML 检测器对符号产生硬判决，信道译码器也能产生逐比特的软输出，如通过计算比值：

$$\frac{(y(k) - H(k)e(k))^H C_m^{-1}(k)(y(k) - H(k)e(k))}{(y(k) - H(k)\hat{S}(k))^H C_m^{-1}(k)(y(k) - H(k)\hat{S}(k))} \quad (6.11)$$

其中， $e(k)$ 为与某个比特矢量相对应的所有符号矢量中最好的一个，但这个比特矢量不在 $\hat{S}(k)$ 中。该技术自动地包含了比特到符号的 Gray 映射。

3. Turbo 空时译码算法

为避免重复，Turbo 空时译码算法归并到 6.4 节 Turbo 空时编译码算法。

6.4 几种先进的空时处理综合方法

1. 线性扩展码 (LDC) 的编译码处理算法

线性扩展码 (LD 码) ^[89] 为线性空时码提供了一个统一的编码构架，是一种高速线性空

时码,它定义为在 T 时间间隔内,使用 M 根天线,发射 Q 个复数符号: $s_q = \alpha_q + j\beta_q, q=1, \dots, Q$, 其编码矩阵的一般结构如下:

$$\mathbf{S} = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q \mathbf{A}_q + \beta_q \mathbf{B}_q) \quad (6.12)$$

它完全由一对复数矩阵 $(\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q)$ 决定, Alamouti 码、正交空时码和 BLAST 码都可看做是 LD 码的特例, 如 Alamouti 码如果用 LD 码描述, 复数矩阵参数对 $(\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q)$ 为

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

另外 LD 码也可以用来表示不包含每条发射支路的信道编码的 BLAST 结构, 此时使用 M 根天线, 在 T 个时间间隔内, 发送 $Q=TM$ 个符号, 其中复数矩阵参数对 $(\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q)$ 之间的关系为

$$\mathbf{A}_{M(\tau-1)+m} = \mathbf{B}_{M(\tau-1)+m} = \zeta_\tau \eta_m^T, \tau=1, 2, \dots, T, m=1, 2, \dots, M \quad (6.13)$$

其中, ζ_τ 和 η_m 分别为 T 维和 M 维列矢量, 其元素在 τ 和 m 位置处为 1, 其他位置处为 0。构造 LD 码的基本原理是通过把发送符号和信道衰落系数分离成实数和虚数两部分, 得到描述发送序列和接收序列关系的一组线性实系数方程, 这组方程使得在接收端只要通过简单的处理, 便可分离出发送的符号, 而且基于 LD 设计的空时码容易和传统的线性接收机结构结合, 构成线性多用户空时检测器^[103]。

LD 码还可用于 MIMO 的 HSDPA 的链路中, 各种参数的选择使得设计十分灵活, 传输速率可按式进行计算:

$$R_{LD} = \frac{Q}{T} \log_2 r$$

其中, r 代表调制星座的大小。如果 LD 码与 HSDPA 中提出的类似于 Turbo 码的标准信道码结合, 总的数据传输速率为 Turbo 码和 LD 码的传输速率之乘积: $R = R_{TC} R_{LD}$ 。

2. 正交空时分组编码和波束形成的综合处理算法

正交空时分组编码被认为是在发射端使用多根天线提高数据速率和改善通信可靠性的一种最直接的方法, 它的主要优点是在接收端只要基于线性处理就可以实现最大似然译码, 是一种极为简单的最大似然方法。

假定一个 MIMO 无线信道由 M 根发射天线和 N 根接收天线构成, $\mathbf{c}(n)$ 为一个 $M \times 1$ 维列矢量, 矢量的元素代表 M 根发射天线在 n 时刻发送的信号, 且码字的长度为 L , 那么, 一个特定的发射码块可以用 $M \times L$ 维矩阵表示: $\mathbf{C} = [\mathbf{c}(0), \mathbf{c}(1), \dots, \mathbf{c}(L-1)]$, 相应的接收信号可以表示为一个 $N \times L$ 维矩阵 \mathbf{Y} , 信号的传输模型为 $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{C} + \mathbf{N}$, 其中 \mathbf{H} 为 $N \times M$ 维信道矩阵 (一般假定为频率非选择性信道), \mathbf{N} 为一 $N \times L$ 维噪声矩阵, 假定在时间和空间域服从零均值的高斯白噪声分布。

对于两个不同的正交空时分组编码矩阵 \mathbf{C}_k 和 \mathbf{C}_l , 具有下列性质:

$$(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)^H = \mu_{kl} \mathbf{I}_N \quad (6.14)$$

其中, μ_{kl} 是一个与所选择的码字有关的常数, $(\cdot)^H$ 表示复共轭。这条性质大大地简化了接收机的结构, 假定要依据最大似然比的原理对接收信号进行译码, 只要使下列成本函数最小便可译出发送的码字:

$$\gamma(\mathbf{C}) = \text{tr}[(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{C})^H(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{C})] \quad (6.15)$$

利用矩阵 $\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l$ 的列正交性质，能很快地得到上式的解答。

不管使用哪种空时算法，如果发射端知道信道的状态信息，那么线性空时编码还可以和天线的加权系数结合起来，以便对不同的天线分配不同的发射功率。

在文献[104]中第一次提出了有关空时分组编码和空时波束形成相结合的一个正式的构架，作者考虑了信号的正交结构，特别指出，发射码字可以表示成这种形式： $\mathbf{C} = \mathbf{W}\bar{\mathbf{C}}$ ，其中 $\bar{\mathbf{C}}$ 代表真正的正交码字， \mathbf{W} 为 $N \times N$ 维波束形成矩阵。

如果发射机获得的有关信道的脉冲响应信息不完善，即在发射端获得的信道估计值存在一些误差或者存在信道的反馈错误，根据实际的脉冲响应和在发射端获得的信道估计值之间的相关，可以得到一个特定的最佳波束形成矩阵。

接收端码字的成对错误概率上限为^[104]

$$P(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l) \leq \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{d^2(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)}{4\sigma^2} \right] \quad (6.16)$$

其中，

$$d^2(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l) = \mathbf{h}^H [\mathbf{I}_N \otimes (\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)^H] \mathbf{h}$$

$$\mathbf{h} = \text{Vec}(\mathbf{H})$$

假定发射机已获得了一些信道估计好坏的信息，因此发射滤波器的设计可以利用信道估计值 $\hat{\mathbf{h}}$ 和信道估计好坏的测度，这个测度是以估计值为条件的真实信道的均值 $m_{hh|\hat{h}}$ 和协方差 $\mathbf{R}_{hh|\hat{h}}$ 给出。于是，可以分成两种不同的极端情形来分析。

(1) 具有完善的信道状态信息，此时 $\|\mathbf{R}_{hh|\hat{h}}\| \rightarrow 0$ ，这时最佳的空间滤波器变成了一个控制所需用户方向的传统波束形成器，波束形成矩阵为 $\mathbf{W} \rightarrow [\mathbf{w}_M, 0, \dots, 0]$ ，其中 \mathbf{w}_M 是一个与信道矩阵 \mathbf{H} 的最大特征值有关的左奇异特征矢量，此时发射机似乎没有利用空时编码的真正结构信息，如图 6.10 所示。

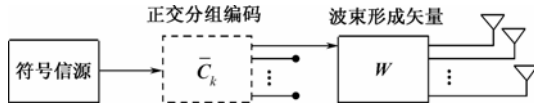


图 6.10 接收端具有完善的信道状态信息时发送端示意图

(2) 无任何的信道状态信息，此时 $\|\mathbf{R}_{hh|\hat{h}}^{-1}\| \rightarrow 0$ ，而波束形成矩阵趋于单位矩阵，即 $\mathbf{W} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{I}_M$ ，因此使用了整个空时码的结构信息，如图 6.11 所示。

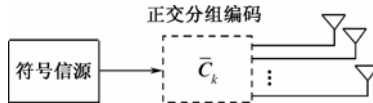


图 6.11 接收端无任何信道状态信息时发送端示意图

对于介于上述两种极端情形之间的其他情况，即知道部分信道状态信息，使用非常规的凸函数最佳化技术，可以获得一般的波束形成矩阵 \mathbf{W} ，然而对 $m_{hh|\hat{h}}$ 和 $\mathbf{R}_{hh|\hat{h}}$ 的真正结构作某些假定，可以获得一些简化算法^[104]。由理论分析可知，上述的 OSTBC 与波束形成器相结合的方案要比单独的 OSTBC 或传统的波束形成器性能要好，预期的性能大致如图 6.12 所示，在

信噪比较低时,传统的波束形成器(BF)性能最佳,在高信噪比时,正交分组编码(OSTBC)则给出最佳的性能,而在文献[104]提出的 STBC+BF 方案不管接收端获得的真实信噪比是多少,总能得到最佳的性能,是一种最合理的选择。

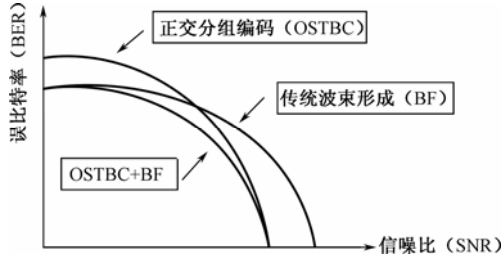


图 6.12 正交分组编码 (OSTBC)、传统波束形成 (BF) 和 OSTBC+BF 的预期性能

3. Turbo空时编译码算法

尽管 Turbo 编码原理的提出时间^[105]并不长,但已获得了广泛的接受和认可,且被许多国际电信标准采纳。通过两个信道码的级联提供了一种使数据传输速率接近香农容量的手段,同时增加的限制条件是 Turbo 码要用“软”输入和“软”输出来译码。Turbo 译码器由两个软输出译码器通过交织器级联组成。一般来说,每个译码器接受三个输入信号:接收的系统比特位、接收的奇偶校验位和来自另一个译码器的“软”先验信息位。尽管在许多有关文献中提出了不同的译码方法,但通过迭代,直至收敛是一个常用的方法。一般通过 5~10 次的译码迭代后,就足以达到一个稳定的状态,以后如再增加迭代次数获得的性能没有明显的改善,在最后一次迭代,对软输出应用硬判决。

最近对准静态^[3,4]或块衰落^[106]的 MIMO 瑞利信道提出了容量计算公式后,为了接近这些容量极限,进行了许多空时 Turbo 编译码算法的研究。其中一种可能的方案是使用标准的 Turbo 结构,但使用多根发射天线(不是时间复用)同时发送数据比特,称为并联编码结构,这种方案能同时取得编码和发射分集增益^[92, 107, 108]。另一种编码结构是由实现码字分集的一般编码器(简称外编码器)和实现发射分集的空时编码器(简称内编码器)串联组成,称为串联编码结构,这种形式的译码器要求根据 Turbo 原理进行联合译码和解调^[94, 95]。

(1) 并联结构的 Turbo 空时编译码算法

在无线通信中,通过不同的分集技术来提高系统性能和可靠性的思想最近几年受到了广泛的注意,一种可能的分集方案是使用纠错编码技术来实现分集,这就是空时网格编码^[31](STTC)要实现的目标,将这些码字设计成对于给定的发射天线数使分集增益达到最大,但带来的缺点是同时提供的编码增益很小,为了避免在编码增益方面的局限,引入了迭代空时网格编码(Rec-STTC),即并行级联的空时 Turbo 编码调制(STTuCM)^[109]。对参加 Turbo 编码的迭代成分码必须适当地加以选择,最初的空时网格码^[31]是非迭代的,因此不适合直接应用于有交织器的级联码中,但如果采用二进制网格编码,从非迭代的卷积码到相应的迭代的卷积码的变换很简单,只要在编码器的输出端引一条反馈线到输入端。如果采用符号级的网格,则可能存在多条反馈线。然而存在一种系统的方法把非迭代的符号级的网格码转换到与之等效的迭代的网格码^[108],这样就允许使用能提供全分集增益的空时网格码作为空时 Turbo 编码中的成分码,达到能极大地提高编码增益的目的。STTuMC 的发射部分结构如图 6.13 所示。

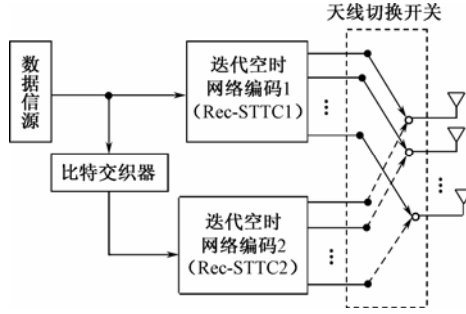


图 6.13 并行级联的空时 Turbo 编码器的发射部分结构框图

在一个给定的时间，只有一个成分码的输出端与天线相连，因此与单个空时网络编码比较，只有一半的带宽效率，通过对输出进行适当的删除，可以保持原有的带宽效率，两个成分码之间采用伪随机逐比特的交织器进行交织，与符号级交织相比，能产生近似 1.5dB 的增益^[109]。

STTuCM 的译码器部分结构如图 6.14 所示。采用逐符号的 MAP 算法（也可采用其他算法）对非二进制成分码进行译码。由于交织是在比特级进行的，所以需要附加“符号到比特”和“比特到符号”准确的计算。

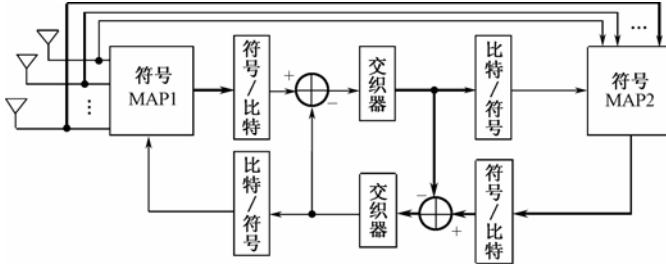


图 6.14 并行级联的空时 Turbo 的译码器结构框图

对于一条信道路径，第 n 根天线在第 k 个时刻的接收信号可表示为

$$r_n^k = \sum_{m=1}^M h_{m,n}^k d_{e,m}^k + \eta_n^k \quad (6.17)$$

其中， $h_{m,n}^k$ 表示在第 k 个时刻从发射天线 m 到接收天线 n 的时变路径增益， $d_{e,m}^k$ 代表成分码 e 在第 k 个时刻的输出，并来自 m 根发射天线， η_n^k 为第 k 个时刻在接收天线 n 上的零均值复高斯噪声的采样。逐符号的 MAP 算法估计器的输出以观察矢量 r 为条件、输入信息符号 d^k （每个符号假定为 Z 个比特）的后验概率（APP）给出^[109]：

$$P\{d^k = [b_{2k-(z+1)}, \dots, b_{2k}] | r\} = \xi \sum_S \sum_{S'} \gamma^k(r^k, S', S) \alpha^{k-1}(S') \beta^k(S) \quad (6.18)$$

其中， ξ 为常数， $\gamma^k(r^k, S', S)$ 为第 k 步由状态 S' 到状态 S 的支路转移概率， α^{k-1} 来自前向迭代， β^k 来自后向迭代。

把 STTuCM 应用于 HSDPA 是目前 MIMO 无线技术的研究热点，尽管 Turbo 类型的编码技术非常适合于分组传输，特别是如果系统对延时不是很敏感，但还存在其他一些相关问题有待继续研究，例如接收机的复杂性等问题。此外，当调制技术改变时，所使用的成分码也要跟着改变，幸运的是对于不同的调制技术存在多种空时网格码，这样增加了选择的可能性。支持可变数据速率也将不是问题，因为可以考虑对 STTuCM 或信道码进行删除，或者采用多

码传输的方式。还有一些与 STTuCM 有关的问题, 如与不同信道码的兼容性问题, 仍然需要进一步研究。

(2) 串联结构的 Turbo 空时编译码算法

串联结构的 Turbo 空时编译码器是由提供编码增益的外编码器通过一个交织器与提供发射分集的内编码器串行连接而成, 这种情形下的译码器需要根据 Turbo 码的原理进行联合解调和译码。有关编码器的结构如图 6.15 所示^[108], 译码器的结构如图 6.16 所示。

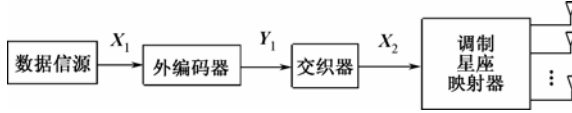


图 6.15 串联型的 Turbo 空时编码器结构框图

图 6.15 中外编码器可以选用任何采用“软”输入“软”输出译码的编码器, 如卷积编码器或 Turbo 编码器, 这些编码器被认为是可以取得最接近极限的信道容量, 并且可以采用效率较高的“软”输出网格译码器译码。而内调制器可以是任何线性空时映射器, 参加编码的数据比特是 \mathbf{X} , 被映射成符号矢量 \mathbf{S} , 接收矢量为发射的符号矢量和噪声的线性函数, $\mathbf{Y}=\mathbf{H}\mathbf{S}+\mathbf{N}$, 其中 \mathbf{H} 代表信道增益矩阵, \mathbf{N} 为一噪声矢量, 这类映射器的例子有: BLAST、正交空时编码和线性扩展编码等。解调器对每一个数据比特计算对数似然比 (L 值), 并把它输出。

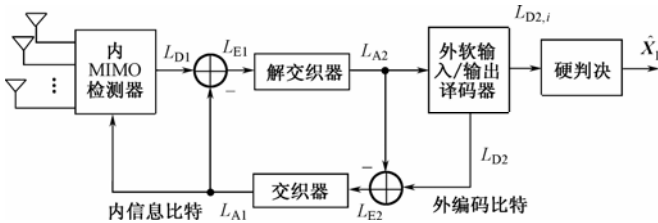


图 6.16 串联型的 Turbo 空时译码器结构框图

由于是串联, 符号矢量 \mathbf{S} 的分离解调和数据比特的分开译码并不是最佳的方案, 因此根据 Turbo 原理进行迭代的联合解调和译码, 具体过程如图 6.16 所示, 图中

$$\begin{aligned} L_{D1}(\mathbf{X}_{1,k}/\mathbf{Y}) &= L_{A1}(\mathbf{X}_{1,k}) + L_{E1}(\mathbf{X}_{1,k}/\mathbf{Y}) \\ L_{D2}(\mathbf{X}_{2,k}/\mathbf{Y}) &= L_{A2}(\mathbf{X}_{2,k}) + L_{E2}(\mathbf{X}_{2,k}/\mathbf{Y}) \end{aligned} \quad (6.19)$$

这些“软”信息比特在解调器和译码器之间交换, 直到达到要求的性能。在最后一次迭代中, 对“软”输出值应用硬判决。

为了达到以中等的复杂性取得较好的系统性能, 需要研究有效的算法来计算 L 值。对于外译码器, 有效的“软”输出译码设计问题在文献[110]中进行了充分的研究, 因此计算这些 L 值已有许多不同的有效算法, 例如“软”输出 Viterbi 算法。

第二个问题就是如何计算解调级的“软”输出, 可以使用标准的“Max-Log”近似, 并做某些修改, 将计算每个 L 值的问题简化为计算两个受限的最小平方 (LS) 解之间的差。这两个解都要受到数字调制星座的限制, 其中一个解要受到包含 $x_k = +1$ 的矢量约束, 另一个解要受到包含 $x_k = -1$ 的矢量约束, 而

$$\begin{aligned}
L_E(\mathbf{X}_K / \mathbf{Y}) &= \ln \left[\frac{\sum_{x \in \{X|x_k = +1\}} P(\mathbf{Y} / \mathbf{X}) \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{X}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]}\right)}{\sum_{x \in \{X|x_k = -1\}} P(\mathbf{Y} / \mathbf{X}) \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{X}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]}\right)} \right] \\
&\approx \frac{1}{2} \max_{x \in \{X|x_k = +1\}} \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{S}\|^2 + \mathbf{X}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]} \right] \\
&\quad - \frac{1}{2} \max_{x \in \{X|x_k = -1\}} \left[-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{S}\|^2 + \mathbf{X}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]} \right]
\end{aligned} \quad (6.20)$$

其中，下标 $[k]$ 表示去掉第 k 个元素之后得到的子矢量。解这些受限 LS 问题的一个有效算法是使用所谓的“球形译码器 (Sphere decoder^[111])”算法，该算法是在一个闭合的和非受限的 LS 解： $\hat{\mathbf{S}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{Y}$ 附近寻找符合某个给定条件的解，这样可使解的候选数目大大减少，从而降低受限 LS 解的复杂度，达到以中等复杂性取得较好的译码性能。

在试探阶段，“球形译码器”在一个特定半径的球体内围绕传统的 LS 解寻找符合条件的解： $(\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S})^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} (\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S}) \leq r^2$ 。如果要使这个解限制在一个特定的半径内，需要使用一些简单的不等式，假定这个解是一个 M 点的矢量，那么第 m 个不等式对如下：

$$s_m \leq \hat{s}_m + \frac{\sqrt{r^2 - \sum_{i=m+1}^M u_{ii}^2 \left(s_i - \hat{s}_i + \sum_{j=i+1}^M \frac{u_{ij}}{u_{ii}} (s_j - \hat{s}_j) \right)^2}}{u_{m,m}} - \sum_{j=m+1}^M \frac{u_{mj}}{u_{mm}} (s_j - \hat{s}_j) \quad (6.21)$$

$$s_m \geq \hat{s}_m - \frac{\sqrt{r^2 - \sum_{i=m+1}^M u_{ii}^2 \left(s_i - \hat{s}_i + \sum_{j=i+1}^M \frac{u_{ij}}{u_{ii}} (s_j - \hat{s}_j) \right)^2}}{u_{m,m}} - \sum_{j=m+1}^M \frac{u_{mj}}{u_{mm}} (s_j - \hat{s}_j) \quad (6.22)$$

其中， $u_{i,j}$ 为 \mathbf{U} 中的元素， \mathbf{U} 为一上三角矩阵，满足 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 的条件。在式(6.21)中，令 $m=M$ ，不需要任何有关未知符号的先验知识，使用该不等式就可对 s_M 进行判决，在式(6.22)中，令 $m=M-1$ ，使用该不等式仅需要有关 s_M 的知识就可对 s_{M-1} 进行判决，当 m 为其他值时，可以进行类似的判决。因此按照“直接判决”的原理，使用已判出的符号值，对以下的每个未知的符号进行循环判决。如果两个不等式中一个与另一个相矛盾，那么以前的判决值是错误的，应该选择新的判决值。

对于每一个可能的半径，会产生两种可能的情形：一种是只要对最后一个点进行判决，即在初始半径内就可找到解，为了得到更好的解，应该试验较小的半径。另一种是所有可能的判决均会产生矛盾，说明在这个球内不存在解，应该试验较大的半径。正常的情形是当在某个半径的球内找到解，在其他更小半径的球内不存在解，那么求解过程便完成了。

因此，该算法的性能与球体半径的选择密切相关，由于要围绕传统的 LS 解，在选定半径的球体内不断地进行搜索，才能得到所需要的解。为了使某个球体包含这个解，半径要选择足够大，但是如果半径太大，搜索所费的时间就越长。

为了计算 L 值，要多次使用球体译码器，而且要把每一次得到的结果存储起来，作为解的候选对象，一旦达到足够多的候选对象，选择一个最佳的候选对象用于计算 $L_E(\mathbf{X}_K / \mathbf{Y})$ 。

把串联 Turbo 空时编码方案应用于 MIMO 的 HSDPA^[112]，Node B 发射端的处理算法很简单，只要对 HSDSCH（高速下行共享信道）传输层的信道编码结构作较小的改动，这类方案在

发射端不需要信道的状态信息，简化了系统性能对反馈信息的要求。但是，即使采用像球形译码器那样的次最佳实现算法，也大大增加了 UE 端的设计复杂性。在理想的情况下，它们的性能非常接近于 MIMO 的容量极限，但是要符合 HSDPA 的要求还需要进一步研究。

4. 线性扩展空时码和 Turbo 编码的组合算法

在这类方案中，发射端的信号处理基于 Turbo 编码算法^[105]、线性扩展空时码 (LDC)^[89] 和多个扩频码的组合算法。一帧原始的数据首先使用速率为 R 的标准的 Turbo 编码器进行编码，编码后的数据经过交织，然后对每个实数符号使用 M_c 个比特进行调制，被调制后的数据再变换成 P 路并行的子数据流，每个子数据流进行相应的线性扩展空时编码和扩频调制。其发射部分的实现原理如图 6.17 所示。

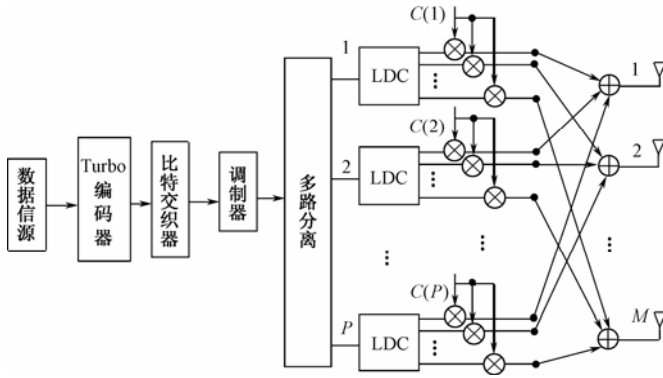


图 6.17 线性扩展空时码和 Turbo 编码的组合发送框图

每一路 LDC 空时编码器把由 $2Q$ 个符号组成的子数据符号序列分成 B 块，每一块通过 T 个时隙发送，在传输之前，使用 Hadamard 码对编码器的输出进行扩频，如图 6.18 所示。

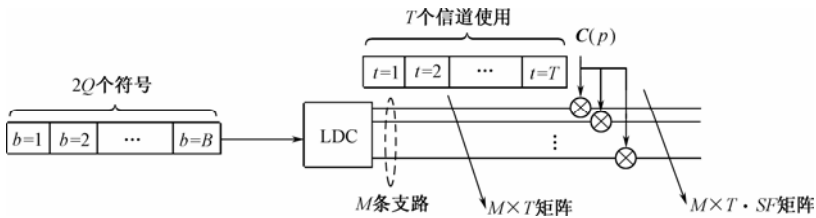


图 6.18 每一路线性扩展空时编码和扩频示意图

发射机的 M 根天线在第 i 个码片上的总的输出可以表示为相关码块中的所有符号的线性函数：

$$X(i) = \{C^H[c(i)] \otimes D[t(i)]\} S[b(i)], \quad i = 1, 2, \dots, SF \cdot T \cdot B \quad (6.23)$$

其中， $C(c)$ 代表扩频码的矩阵， $D(t)$ 代表 LDC 结构的矩阵，“ \otimes ”表示 Kronecker 乘积， $S(b)$ 为一矢量，表示第 b 块的 $2QP$ 个发射符号（所有的并行的编码器中）， SF 为扩频因子，矩阵标号 $c(i)$ 、 $t(i)$ 和 $b(i)$ 定义如图 6.19 所示：

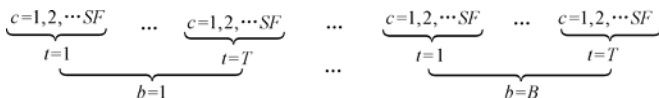


图 6.19 矩阵标号 $c(i)$ 、 $t(i)$ 和 $b(i)$ 示意图

对于图 6.17 描述的组码编码发送结构, 直接设计最佳接收机是不实用的, 因为它要实现与级联编码器相应的 Viterbi 算法, 而该算法的实现包括庞大的网格结构, 甚至还要考虑频率选择性信道, 这样的解决方案复杂性太高。因此通常借助于次最佳接收处理方法, 该方法使用交织器来消除解调级和译码级的相互耦合, 而两者之间采用迭代的方法来交换“软”信息, 具体的实现原理如图 6.20 所示。

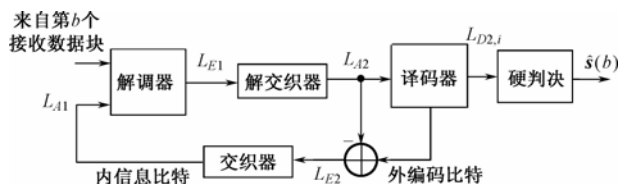


图 6.20 次最佳的迭代接收机结构实现原理框图

使用对数似然比 (LLR) 来表示“软”信息, 输入到每一级的是一个先验的 LLR, 用 $L_A(d)$ 表示。使用前两者计算后验 LLR, 并用 $L_D(d)$ 表示, 先验的 LLR 和后验 LLR 之差通常称为外部 LLR, 并用 $L_E(d)$ 表示, 每一级的外部 LLR 又被用于下一级的先验的 LLR, 这种过程以迭代的方式不断重复。

$$\log \frac{P(d=1/y)}{P(d=-1/y)} = \log \frac{P(d=1)}{P(d=-1)} + \log \frac{P(y/d=1)}{P(y/d=-1)} \quad (6.24)$$

式(6.24)等号左边的为 $L_D(d)$ ，右边的第一项为 $L_A(d)$ ，第二项为 $L_E(d)$ ，译码器使用著名的BCJR算法^[110]译码，该算法首先计算每一个比特的后验LLR，作为其他所有比特的先验LLR函数的输入，并且用编码网格引入它们之间的相关。

解调器算法是计算每一个比特的外部 LLR，并作为其他所有比特的先验 LLR 和接收采样函数的输入，该算法基于“软”输入“软”输出和多用户检测器的原理^[111]，具体实现框图如图 6.21 所示。

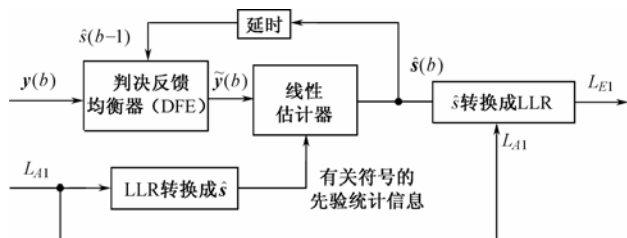


图 6.21 “软”输入“软”输出解调器实现框图

该解调器实际上是一个加权的最小均方线性估计器，该估计器把接收矢量近似成未知符号的一个线性函数，然后利用这些符号的先验统计信息去驱动一个线性估计器，从而得到估计值，再把这些估计值转变成外部的 LLR 值。

线性估计器对于接收的矢量信号使用下列近似:

$$\mathbf{y}(b) \approx \mathbf{G}(b)\mathbf{s}(b) + \mathbf{w}(b), \quad b=1, \dots, B \quad (6.25)$$

其中,

$$\mathbf{y}(b) = \begin{bmatrix} Re(\bar{\mathbf{y}}(b)) \\ Im(\bar{\mathbf{y}}(b)) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(b) = \begin{bmatrix} Re(\mathbf{H}(b)\mathbf{D}) \\ Im(\mathbf{H}(b)\mathbf{D}) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}(b) = \begin{bmatrix} Re(\mathbf{w}(b)) \\ Im(\mathbf{w}(b)) \end{bmatrix}$$

第7章 MIMO宽带无线通信技术



本章内容提要

本章主要将 MIMO 技术与 OFDM、CDMA 技术相结合,论述了在频率选择性衰落信道中高速宽带通信系统的信号发送和接收的具体实现方案及其有关性能分析。首先概述了 MIMO 技术应用于宽带无线通信系统所面临的主要问题。其次论述了单用户 MIMO-OFDM 宽带系统的基本实现原理,并着重分析了该系统的信道容量和误码性能。在 CDMA 信号发送和接收的基础上,论述了 MIMO-CDMA 系统的设计方案,给出了采用空时匹配滤波器、空时 MMSE 检测器和迭代 MMSE 检测器的接收机具体实现的结构形式。接着论述了多用户 OFDM-CDMA 宽带系统发送信号设计和接收信号处理中的一些理论和实际应用问题,给出了单用户和多用户检测方法。最后结合未来高速宽带无线通信技术的发展趋势,引入多用户 MIMO-CDMA-OFDM 系统,以 Alamouti 编码方案为例,详细阐述了 MIMO-CDMA-OFDM 系统的基本组成,以及发送信号设计和接收信号处理的具体实现方法,并对所设计系统的性能做了评估。

7.1 引言

在宽带无线通信系统中,被传送的信号频宽一般要大于信道的相干带宽,或者说系统中所传送信号的符号周期小于信道的最大多径时延扩展,此时发送的信号要经历信道的频率选择性衰落,致使接收信号产生符号间干扰(ISI),制约了数据传输速率的提高,也极大地影响了无线通信系统的性能。

最初提出 MIMO 技术时主要是针对窄带平衰落信道,在系统占用的频宽范围内将信道增益看成是相同的,要使 MIMO 技术在宽带信道内同样能有效地发挥其应有的作用,首先必须克服频率选择性衰落的影响,消除传输过程中产生的 ISI。在目前的有关研究中,一般采用两种方法来消除 ISI,一是采用信道均衡技术,即在接收端利用均衡器对接收到的信号进行幅度和相位校正,使发送的信号能得到正确的恢复。在多天线系统中由于信道参数比较多,导致均衡器的抽头数量增多,由此带来很大的运算量,实现较复杂。二是设法把频率选择性衰落信道转化成频率平坦衰落信道,从而可以直接利用在窄带平衰落信道中有关 MIMO 技术的研究结果,正交频分复用(OFDM)技术能够做到这点^[114~116]。由于目前对 OFDM 技术的研究已经比较成熟,且实现较简单,因此当前对抗 ISI 侧重于选择第二种方法。除此之外,还可以将 MIMO 技术与其他有效对抗频率选择性衰落的技术结合使用,如与码分多址(CDMA)结合成为 MIMO-CDMA^[117]技术等。如前所述,在窄带信道中具体实现 MIMO 技术时主要围绕两个方面展开工作,一是获取多路复用增益,也称空间分集增益,二是获取编码增益,也

称时间分集增益。在宽带信道中,与 OFDM 或 CDMA 技术结合后,还可获取频率分集增益。

7.2 单用户MIMO-OFDM 宽带传输技术

MIMO 技术与 OFDM 技术结合形成的 MIMO-OFDM 系统能够使频谱效率得以成倍提高,也能增大信道容量,同时,还能大大降低在多径环境下接收机的设计复杂度。

利用 OFDM 技术将宽带信道划分为多个子信道后,窄带 MIMO 技术中的一些基本概念和研究结果可以推广到 MIMO-OFDM 系统中。有关 MIMO-OFDM 技术的研究主要涉及 MIMO-OFDM 信号的发送和接收方案^[118, 119]、系统的容量特性^[120]以及误码性能分析^[121, 122]等方面。MIMO-OFDM 技术,综合了 MIMO 高频谱效率和 OFDM 简化接收机的特点,在未来的移动通信中具有广泛的应用前景,已经引起了国际标准化组织和通信企业的极大关注。

常用的 MIMO-OFDM 系统实现方法是在发送方对每根天线单独进行一次 OFDM 调制,相应地接收方对每根天线进行单独 OFDM 解调,典型的 MIMO-OFDM 系统实现框图如 7.1 所示。

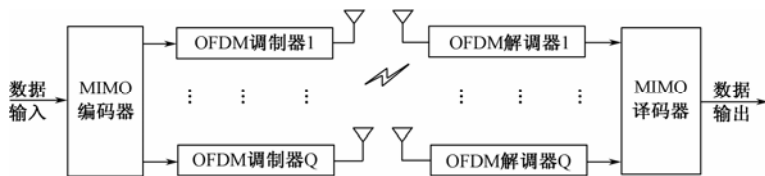


图 7.1 MIMO-OFDM 基本系统框图

1. OFDM信号的发送和接收

目前 OFDM 技术是频率选择性衰落信道中最为有效的数据传输方式。在 OFDM 系统中,给每个子信道分配一个单独的子载波,要发送的数据被调制到子载波上进行独立的传输,允许各个已调子载波的频谱相互重叠,从而提高了频谱的利用率。

(1) OFDM 抗 ISI 的原理

从传输的信道来看,OFDM 将总频带划分成 N 个相互正交的子信道,每个子信道的带宽足够小,因此子信道的衰落可看成是平坦的,从而能有效地避免因频率选择性衰落带来的 ISI。从传输的数据来看,OFDM 能把发送的高速数据流转变成 N 个并行低速数据,由于数据传输速率的降低,使得数据符号持续时间变长,从而减小了 ISI 的比值,同时也降低了接收方设计的复杂性。并行低速数据传输系统可以在不需要均衡的情况下减少或消除 ISI,实际实现时,为了确保系统抗 ISI 的有效性,一般在接收方串联一个结构简单的均衡器。

(2) 信号的发送

基本的 OFDM 信号发送过程如图 7.2 (a) 所示。图中发送数据经过编码之后的符号周期为 T_s , 而 $T_s = 1/f_s$, f_s 为发送数据的速率。在串/并变换器之后,串行数据流变成了 N 路并行的子数据,每路数据的符号周期也从 T_s 增加到了 NT_s , 这使得传输的数据不容易受到时延扩展的影响。假定一个 OFDM 帧也由 N 个编码数据组成,用符号 d_i , $i = 0, 1, \dots, N-1$ 表示。 N 路并行子数据调制 N 个频率为 f_i , $i = 0, 1, \dots, N-1$ 的子载波,而 $f_i = f_0 + i\Delta f$, $\Delta f = 1/(NT_s)$, 任意两个子载波都保持正交。由于子载波的正交性,接收端可以方便地检测出每个子载波上

的数据，不会受到其他子载波的干扰。

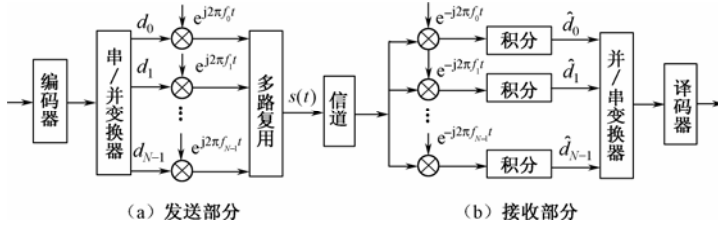


图 7.2 基本的 OFDM 系统框图

经过多路复用器后一个 OFDM 帧的发射信号 $S(t)$ 可以表示为

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi f_i t) \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi i \Delta f t) \exp(j2\pi f_0 t) \\
 &= \tilde{S}(t) \exp(j2\pi f_0 t)
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

其中，

$$\tilde{S}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi i \Delta f t) \tag{7.2}$$

代表发射信号 $S(t)$ 的复包络。

(3) 信号的接收

基本的 OFDM 信号接收过程如图 7.2 (b) 所示。对于每个子载波，首先使用常规的相干解调器（或匹配滤波器）恢复各路数据符号 \hat{d}_i , $i = 0, 1, \dots, N-1$ 。再将这些数据经过并 / 串变换和译码，便可得到所发送的数据。

假定以采样频率 f_s 对式 (7.2) 中的复包络信号 $\tilde{S}(t)$ 进行采样。令 $t = nT_s$, n 为采样时刻， T_s 为采样间隔。 $\tilde{S}(t)$ 的采样值 \tilde{S}_n ($n = 0, 1, \dots, N-1$) 可表示为：

$$\begin{aligned}
 \tilde{S}_n &= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi i \Delta f n T_s) \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j \frac{2\pi}{N} i n)
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

式 (7.3) 表明：OFDM 调制信号可表示成发送数据符号的反离散傅里叶变换 (IDFT)，类似地可以证明图 7.2 (b) 所示的相干解调器组等效于离散傅里叶变换 (DFT)，这使得 OFDM 系统的实现变得非常简单^[123]。如果子载波数 N 较大，可以使用快速傅里叶变换^[124] (FFT)。使用 IFFT (FFT) 算法实现的 OFDM 系统如图 7.3 所示。

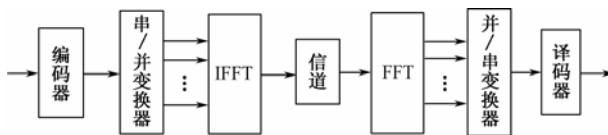


图 7.3 使用 IFFT (FFT) 的 OFDM 系统实现框图

2. MIMO-OFDM宽带信号的发送和接收

对于发射天线数为 n_T 、接收天线数为 n_R 、子载波数为 N 的基带 MIMO-OFDM 通信系统, 假定传输信道的总带宽为 B 赫兹, 将其分成 N 个相互重叠的子频带, 使每一子频带与每一子载波对应。系统实现的基本结构如图 7.4 所示。

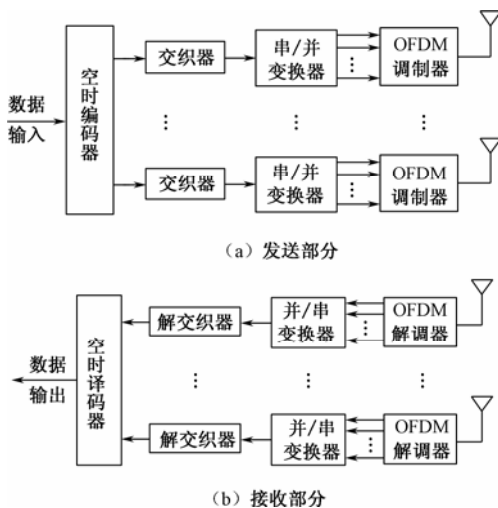


图 7.4 MIMO-OFDM 系统框图

(1) 宽带信号的发送

假定在某个时刻 t , 一组数据输入发送方的空时编码器, 产生的空时编码矩阵如下:

$$\mathbf{S}^t = \begin{bmatrix} s_{1,1}^t & s_{1,2}^t & \cdots & s_{1,L}^t \\ s_{2,1}^t & s_{2,2}^t & \cdots & s_{2,L}^t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n_T,1}^t & s_{n_T,2}^t & \cdots & s_{n_T,L}^t \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

式 (7.4) 中, 第 i 行符号 $s_i^t = [s_{i,1}^t, s_{i,2}^t, \dots, s_{i,L}^t]$, $i=1, 2, \dots, n_T$, 代表第 i 根发射天线的编码序列。假设每行码字长度等于 OFDM 子载波数, 即 $L=N$ 。第 i 行的编码符号 $s_{i,1}^t, s_{i,2}^t, \dots, s_{i,L}^t$ 经过串并变换后, 用 N 个不同子载波进行 OFDM 调制, 产生的信号由第 i 根天线发射出去。所有 $n_T \times L$ 个数据符号同时从 n_T 根天线上发送出去。通常在空时编码器和 OFDM 调制器之间使用交织器, 有助于在各种信道上都能达到一定的鲁棒性能。

为了避免信道时延扩展可能产生的 ISI, 在每个 OFDM 帧之间增加了循环前缀作为保护时间间隔。一般用 OFDM 帧的后 L_p 个采样副本作为循环前缀, 这样使 OFDM 帧长变为 $L + L_p$, L_p 通常取多径衰落信道中最大的时延扩展。

(2) 宽带信号的接收

在接收方, 每根天线上接收的信号经过预滤波之后, 以每秒 B 赫兹的速率对其采样, 并从每一帧中删除循环前缀。然后, 将这些采样值送到 OFDM 解调器。假设发射端和接收端之间实现了理想的帧和符号同步。用准静态瑞利衰落模型化子信道, 信道的衰落系数在每个 OFDM 帧期间保持不变, 不同天线之间的信道系数是不相关的。第 j ($j=1, 2, \dots, n_R$) 根接收天线上的 OFDM 解调器第 k ($k=1, 2, \dots, N$) 个子载波的输出为^[119]:

$$r_{j,k}^t = \sum_{i=0}^{n_T} H_{i,j,k}^t s_{i,k}^t + n_{j,k}^t, \quad k=1,2,\dots,L \quad (7.5)$$

式 (7.5) 中, $H_{i,j,k}^t$ 为第 k 个子载波上从第 i 根发射天线到第 j 根接收天线的信道频率响应, $s_{i,k}^t$ 表示第 k 个子载波发送的信号, $n_{j,k}^t$ 是第 j 根接收天线和第 k 个子载波上的方差为 N_0 的高斯随机噪声采样值。假设接收机具有理想的信道状态信息, 则最大似然译码准则可表示为:

$$\hat{S}^t = \arg \min_C \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{k=1}^N \left| r_{j,k}^t - \sum_{i=1}^{n_T} H_{i,j,k}^t s_{i,k}^t \right|^2 \quad (7.6)$$

式 (7.6) 中的最小化是针对传输中使用的所有空时码字 $\mathbf{C} = \{c_{i,k}\}$ 进行的。

频率选择性衰落信道可模型化抽头延迟线模型, 第 i 根发射天线到第 j 根接收天线之间的信道时域脉冲响应表示为^[61]:

$$h_{i,j}^t(\tau) = \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_{i,j}^t(l) \delta(\tau - \tau_l) \quad (7.7)$$

式 (7.7) 中, L_p 为路径数; τ_l 为第 l 条路径的时间延迟; $\alpha_{i,j}^t(l)$ 为第 l 条路径的幅度。令 Δf 代表 OFDM 子载波之间的间隔, 第 l 条路径的延迟可表示为:

$$\tau_l = n_l T_s \quad (7.8)$$

式 (7.8) 中, n_l 为整数, 而

$$T_s = \frac{1}{B} = \frac{1}{N \Delta f} \quad (7.9)$$

令 T 表示每个 OFDM 帧的持续时间, 则 $T = N T_s$ 。对信道的时域脉冲响应进行傅里叶变换, 可以得到 t 时刻的信道频率响应如下:

$$\begin{aligned} H_{i,j,k}^t &= \int_{-\infty}^{\infty} h_{i,j}^t(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_{i,j}^t(l) e^{-j\omega\tau_l} \\ &= \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_{i,j}^t(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn_l} \end{aligned} \quad (7.10)$$

令:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{i,j}^t &= [\alpha_{i,j}^t(1), \alpha_{i,j}^t(2), \dots, \alpha_{i,j}^t(L_p)]^H \\ \mathbf{w}_k &= [e^{-j2\pi kn_1/N}, e^{-j2\pi kn_2/N}, \dots, e^{-j2\pi kn_{L_p}/N}]^H \end{aligned} \quad (7.11)$$

式 (7.10) 可以重写为

$$\mathbf{H}_{i,j,k}^t = (\mathbf{h}_{i,j}^t)^H \mathbf{w}_k \quad (7.12)$$

从式 (7.10) 可以看到, 信道频率响应 $\mathbf{H}_{i,j,k}^t$ 是信道脉冲响应的系数 $\alpha_{i,j}^t$ 的离散傅里叶变换。由矢量 \mathbf{w}_k 指定该变换针对第 k 个 OFDM 子载波 ($k=1, 2, \dots, N$)。

3. MIMO-OFDM系统的信道容量

假定信道系数在每个 OFDM 帧期间保持不变, 在帧与帧之间随机变化, 将频率选择性衰落信道看成是准静态的。并且采用非各态历经随机过程来描述这类信道的变化, 因此可以将瞬时信道容量定义为基于信道响应的互信息^[125]。对于 MIMO-OFDM 传输系统, 可依据描述

随机信道频率响应的每个衰落系数 $H_{i,j,k}^t$ ，将瞬时信道容量表示为^[126]：

$$C^t = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \rho \mathbf{H}_k^t (\mathbf{H}_k^t)^H \right) \right] \quad (7.13)$$

式 (7.13) 中， \mathbf{I}_{n_R} 为 n_R 阶单位矩阵； $\rho = \frac{P}{n_T N \sigma_n^2}$ 为每根接收天线的信噪比， P 为总的发射功率， σ_n^2 为噪声方差； \mathbf{H}_k^t 代表 $n_R \times n_T$ 维信道矩阵，矩阵的每个元素是指信道系数 $H_{i,j,k}^t$ 。由于信道系数是随机变化的，因此瞬时信道容量是一个随机变量。如果信道是各态历经的，则可以通过求瞬时信道容量的均值来计算平均信道容量。对于准静态的频率选择性衰落信道，由于描述信道的随机过程是非各态历经的，此时可根据式 (7.13) 给出的瞬时信道容量公式计算信道的中断容量，并将中断容量作为衡量系统传输性能的尺度之一。

4. 系统误码性能的理论分析

假设发射方不知道信道的状态信息 (CSI)，CSI 主要指特定的信道衰落系数矩阵 \mathbf{H}_k^t ，但接收方完全知道。考虑式 (7.6) 所示的最大似然译码，假定每根接收天线上的噪声具有单位方差，则译码器基于 \mathbf{H}_k^t 将发送码字 \mathbf{S}^t 判决为另一个码字 $\hat{\mathbf{S}}^t$ 的成对差错概率的上界为

$$P(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t / \mathbf{H}_k^t) \leq \exp \left[-d_H^2(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t) \frac{E}{8N} \right] \quad (7.14)$$

式 (7.14) 中， E 代表来自 N 根发射天线总的信号发送功率。 $d_H^2(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t)$ 为 \mathbf{S}^t 和 $\hat{\mathbf{S}}^t$ 之间平方欧几里得距离，可进一步表示为：

$$\begin{aligned} d_H^2(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t) &= \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{k=1}^N \left| \sum_{i=1}^{n_T} H_{i,j,k}^t (s_{i,k}^t - \hat{s}_{i,k}^t) \right|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{k=1}^N \left| \sum_{i=1}^{n_T} (\mathbf{h}_{i,j}^t)^H \mathbf{w}_k (s_{i,k}^t - \hat{s}_{i,k}^t) \right|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{k=1}^N |\mathbf{h}_j \mathbf{W}_k \mathbf{e}_k|^2 \end{aligned} \quad (7.15)$$

式 (7.15) 中，

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_j &= \left[(\mathbf{h}_{1,j}^t)^H, (\mathbf{h}_{2,j}^t)^H, \dots, (\mathbf{h}_{n_T,j}^t)^H \right]_{1 \times L_p n_T} \\ \mathbf{W}_k &= \text{diag} \{ \mathbf{w}_k, \mathbf{w}_k, \dots, \mathbf{w}_k \}_{L_p n_T \times L_p n_T} \\ \mathbf{e}_k &= [s_{1,k}^t - \hat{s}_{1,k}^t, s_{2,k}^t - \hat{s}_{2,k}^t, \dots, s_{n_T,k}^t - \hat{s}_{n_T,k}^t]^H_{1 \times n_T} \end{aligned} \quad (7.16)$$

式 (7.15) 最后一个等式可以改写为

$$\begin{aligned} d_H^2(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t) &= \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{k=1}^N \mathbf{h}_j \mathbf{W}_k \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H \mathbf{W}_k^H (\mathbf{h}_j)^H \\ &= \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{h}_j \left[\sum_{k=1}^N \mathbf{W}_k \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H \mathbf{W}_k^H \right] (\mathbf{h}_j)^H \\ &= \sum_{j=1}^{n_R} \mathbf{h}_j D(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t) (\mathbf{h}_j)^H \end{aligned} \quad (7.17)$$

式 (7.17) 中

$$D(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t) = \sum_{k=1}^N \mathbf{w}_k \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H \mathbf{w}_k^H \quad (7.18)$$

从式 (7.18) 中不难看出 $D(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t)$ 是一个 $L_p n_T \times L_p n_T$ 维矩阵, 其元素取决于发送码字与判决码字之间的距离和信道时延分布。令 R 代表矩阵 $D(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t)$ 的秩, 由于 \mathbf{w}_k 由信道时延分布特性决定, 随通信环境的变化而变化, 因此 $D(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t)$ 一般为非负定的 Hermitian 矩阵, 可以对该矩阵进行特征值分解, 并将特征值由大到小排序:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_R > 0 \quad (7.19)$$

对于式 (7.18) 中的矩阵 $\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H$, 如果第 k 个子载波在 n_T 根天线上发送的码字 \mathbf{S}_t 和接收方判决码字 $\hat{\mathbf{S}}_t$ 相同, 即 $s_{1,k}^t, s_{2,k}^t, \dots, s_{n_T,k}^t$ 分别与 $\hat{s}_{1,k}^t, \hat{s}_{2,k}^t, \dots, \hat{s}_{n_T,k}^t$ 对应相等, 则 $\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H$ 是全零矩阵。如果 $s_{1,k}^t, s_{2,k}^t, \dots, s_{n_T,k}^t$ 与 $\hat{s}_{1,k}^t, \hat{s}_{2,k}^t, \dots, \hat{s}_{n_T,k}^t$ 对应不等, 那么 $\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H$ 为秩为 1 的矩阵。令 d_Δ 表示 $s_{1,k}^t, s_{2,k}^t, \dots, s_{n_T,k}^t$ 与 $\hat{s}_{1,k}^t, \hat{s}_{2,k}^t, \dots, \hat{s}_{n_T,k}^t$ 对应不相等的样本数 $k, k=1, 2, \dots, N$, 则矩阵 $D(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t)$ 的秩由下式确定

$$R = \min(d_\Delta, L_p n_T) \quad (7.20)$$

d_Δ 也称为逐符号的汉明距离。空时码在频率选择性衰落信道上的最大可能分集增益为发射分集 n_T 、接收分集 n_R 和时间分集 L_p 的乘积 $L_p n_T n_R$ 。为了达到这个最大可能分集增益, 逐符号的汉明距离 d_Δ 必须等于或者大于 $L_p n_T$ 。此时, 空时码能够利用发射分集和多径信道时延扩展。当 d_Δ 小于 $L_p n_T$ 时, 可能达到的分集增益为 $d_\Delta n_R$ 。此时, 信道的多径时延扩展实际上使慢衰落信道近似为快衰落信道, 系统的分集增益也由快衰落信道的分集增益决定。在实际通信系统中, 发射方通常不知道确切的多径时延数, 因此在空时码设计时, 总是使构造的码字最小逐符号汉明距离 d_Δ 最大化^[125]。

通过对式 (7.14) 关于信道系数 \mathbf{H}_k^t 和瑞利概率密度函数求平均, 可以得到 MIMO-OFDM 系统在频率选择性衰落信道中成对差错概率 (PEP) 的上界^[125]:

$$P(\mathbf{S}^t, \hat{\mathbf{S}}^t) \leq \left[\prod_{j=1}^R \left(1 + \lambda_j \frac{E}{8N} \right) \right]^{-n_R} \left(\prod_{j=1}^R \lambda_j \right)^{-n_R} \left(\frac{E}{8N} \right)^{-R n_R} \quad (7.21)$$

式 (7.21) 表示的性能上界类似于慢瑞利衰落信道的 PEP 上界, 在式 (7.21) 的推导过程中是假定 $\mathbf{h}_{i,j}^t$ 的元素为独立同分布、零均值和单位方差的循环对称高斯随机变量。从式 (7.21) 可看出 MIMO-OFDM 系统在频率选择性衰落信道中可以达到 $R n_R$ 的分集增益和 $\left(\prod_{j=1}^R \lambda_j \right)^{1/R} / d_u^2$ 的编码增益^[61], 其中 d_u^2 是相对于无编码系统的平方欧几里得距离。为了使误码概率最小, 应该选择具有最大分集增益和编码增益的空时码。

7.3 多用户MIMO-CDMA宽带传输技术

CDMA 是一种扩展频谱的多址接入技术^[21], 能让多个用户同时共享相同带宽, 具有较低的发射功率和较高的频谱使用效率。由于 CDMA 信号被扩展到一个较宽的频带上, 这个带宽

比信道的相干带宽大很多, 因此要经历频率选择性衰落, 通常 CDMA 系统借助于 RAKE 接收机获得频率分集增益。然而, 当信道的时延扩展很大时, RAKE 接收机需要与均衡器级联以对抗符号间干扰 (ISI), 这将大大地增加接收机的复杂性。

1. CDMA基带信号的发送和接收

假设蜂窝通信系统的下行链路中有 N 个用户, 第 k 个用户以 $1/T_s$ 的符号速率发送二进制序列 d_k , 其中 T_s 是符号周期。 d_k 经过 BPSK 调制后变成实调制序列 b_k , 已调制序列再通过与用户 k 对应的扩频码进行扩频, 扩频码可表示为 $G_c \times 1$ 矢量:

$$\mathbf{c}_k = [c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,G_c}]^T \quad (7.22)$$

式 (7.22) 中, $c_{k,j} \in \{-1/\sqrt{G_c}, +1/\sqrt{G_c}\}$ 表示用户 k 的第 j 个扩频码片, 所有码片的能量被归一化。 G_c 为扩频增益, 定义为发送数据的符号周期与扩频码片周期的比值。不同用户对应的扩频码假设是正交的, 即 $\mathbf{c}_i^T \mathbf{c}_j = \delta_{ij}$, δ_{ij} 为 Kronecker 增量。如果扩频码片周期为 T_c , 那么符号周期 $T_s = G_c T_c$ 。扩频之后, 数据信号以 $1/T_c$ 的码片速率发送出去。

在发送方, 经过扩频的数据符号可用 $G_c \times 1$ 维矢量 \mathbf{s}_t 表示, 即:

$$\mathbf{s}_t = \sum_{k=1}^N b_{k,t} \mathbf{c}_k \quad (7.23)$$

式 (7.23) 中, $b_{k,t}$ 代表用户 k 在 t 时刻发送的数据符号。

假设 t 时刻基站与第 k 个用户之间的复信道衰落系数为 $h_{k,t}$, 且该信道系数在每个符号周期 T_s 内保持不变。相应地第 k 个用户的接收信号用 $G_c \times 1$ 维矢量 $\mathbf{r}_{k,t}$ 表示如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{k,t} &= h_{k,t} \mathbf{s}_t + \mathbf{n}_{k,t} \\ &= h_{k,t} \sum_{j=1}^N b_{j,t} \mathbf{c}_j + \mathbf{n}_{k,t} \end{aligned} \quad (7.24)$$

式 (7.24) 中, $\mathbf{n}_{k,t}$ 为 $G_c \times 1$ 维加性白高斯噪声矢量, 每一分量的均值为 0、方差为 σ_n^2 。

再将 $\mathbf{r}_{k,t}$ 乘以用户 k 对应的扩频码 $(\mathbf{c}_k)^T$ 实现对接收信号的解扩, 解扩后的信号可表示为:

$$\begin{aligned} \hat{b}_{k,t} &= (\mathbf{c}_k)^T \mathbf{r}_{k,t} \\ &= h_{k,t} b_{k,t} + \mathbf{w}_{k,t} \end{aligned} \quad (7.25)$$

其中,

$$\mathbf{w}_{k,t} = (\mathbf{c}_k)^T \mathbf{n}_{k,t} \quad (7.26)$$

接收信号的瞬时信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{|h_{k,t}|^2}{\sigma_n^2} \quad (7.27)$$

式 (7.27) 中, σ_n^2 是噪声方差。

2. MIMO-CDMA信号的发送和接收

由于多径时延扩展的存在, MIMO-CDMA 宽带无线通信系统的最大分集增益可能达到 $n_T n_R L_p$, 其中 L_p 为多径数。加上多址接入和扩频技术也使得分集增益的实现比较容易, 因此, 发送信号的设计应更侧重于编码增益^[24]。另外, 接收方必须采取有效的措施来分离各个用户的信号, 最大限度地抑制或消除多径、多址和多天线干扰, 使 MIMO-CDMA 技术在宽

带通信中取得较好的性能。

(1) 信号的发送

假定某个蜂窝小区有 N 个用户，采用多天线宽带 CDMA 技术进行通信。用户的数据分别通过 STTC 空时编码^[127]，再经过交织和扩频，然后从 n_T 根天线上发送出去，发送方实现框图如图 7.5 所示，用户 k 通过天线 i 发射的编码符号序列可表示为：

$$\mathbf{s}_k^i = [s_k^i(1), s_k^i(2), \dots, s_k^i(L)] \quad (7.28)$$

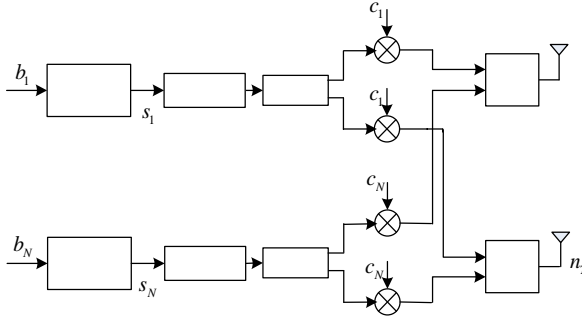


图 7.5 空时网格编码 MMSE 发送方的实现框图

式 (7.28) 中， L 为序列长度。经过扩频调制后，相应的信号波形变成：

$$d_k^i(t) = \sum_l s_k^i(l) c_k(t - lT) \quad (7.29)$$

式 (7.29) 中， $s_k^i(l)$ 代表编码符号序列 \mathbf{s}_k^i 中第 l 个编码符号，周期为 T 。 $c_k(t)$ 为扩频码形成后的波形，即：

$$c_k(t) = \sum_{j=1}^{G_c} c_{k,j} p[t - (j-1)T_c] \quad (7.30)$$

式 (7.30) 中， $c_{k,j}$ 为用户 k 的扩频序列的第 j 个码片， G_c 为扩频增益， $p(t)$ 为码片的成形波形， T_c 为码片周期。对于相同用户的数据，所有的天线采用相同的扩频码进行扩频，扩频序列如式 (7.22) 所示。

对于宽带 CDMA 系统的同步下行链路，由于信道经历了频率选择性衰落，假设所有用户信道的可分辨多径数均相同，用 L_p 表示。为使讨论方便，又假定这些多径时延与具体的发射和接收天线无关。即 $\tau_{k,l}^{i,i} = \tau_{k,l}$ ，并且用户 k 的第一条路径的时延 $\tau_{k,1} = 0$ 。

$$\mathbf{c} = [c_{1,1}, \dots, c_{1,L_p}, \dots, c_{N,1}, \dots, c_{N,L_p}] \quad (7.31)$$

式 (7.31) 中， $\mathbf{c}_{k,l}$ 是对应于第 k 个用户信号的第 l 个可分辨多径分量的扩频序列。为了防止由于多径时延近似相等带来的码间干扰，将扩频序列 \mathbf{c}_k 前后各重复 $\lfloor \tau_{k,l}/T_c \rfloor$ 个码片，即：

$$\mathbf{c}_{k,l} = [\mathbf{c}_{k,l}^b, c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,G_c}, \mathbf{c}_{k,l}^e]^T \quad (7.32)$$

式 (7.32) 中， $\mathbf{c}_{k,l}^b$ 行矢量的元素是 \mathbf{c}_k 的前 $b = \lfloor \tau_{k,l}/T_c \rfloor$ 个副本，而 $\mathbf{c}_{k,l}^e$ 行矢量的元素是 \mathbf{c}_k 的后 $e = \lfloor \tau_{\max}/T_c \rfloor - \lfloor \tau_{k,l}/T_c \rfloor$ 个副本，其中 $\tau_{\max} = \max\{\tau_{k,L_p} | k=1, 2, \dots, K\}$ 。而且还可将 \mathbf{c} 中 n_T 个副本安排到 $G'_c \times n_T NL_p$ 扩频矩阵 $\mathbf{C}' = (\mathbf{c}, \mathbf{c}, \dots, \mathbf{c})$ 中，其中 $G'_c = G_c + \lfloor \tau_{\max}/T_c \rfloor$ 。

(2) 信号的接收

假定接收方也配有多根接收天线，第 k 个用户信号从第 i ($i=1, 2, \dots, n_T$) 根发射天

线传播到第 j ($j=1, 2, \dots, n_R$) 根接收天线所经历的多径信道脉冲响应可表示为:

$$h_k^{i,j}(t) = \sum_{l=1}^{L_k^{i,j}} h_{k,l}^{i,j} \delta(t - \tau_{k,l}^{i,j}) \quad (7.33)$$

式 (7.33) 中, $L_k^{i,j}$ 表示用户 k 的第 ij 个信道的路径数, $h_{k,l}^{i,j}$ 和 $\tau_{k,l}^{i,j}$ 分别表示用户 k 从第 i 根发射天线到第 j 根接收天线的第 l 条路径的复增益和时延。第 j 根接收天线上的接收信号可看成是多根天线的发送信号与信道脉冲响应的卷积, 即:

$$\begin{aligned} r^j(t) &= \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{n_T} d_k^i(t) * h_k^{i,j}(t) \\ &= \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{l=1}^{L_k^{i,j}} h_{k,l}^{i,j} d_k^i(t - \tau_{k,l}^{i,j}) + n^j(t) \end{aligned} \quad (7.34)$$

式 (7.34) 中, “*” 代表卷积, $n^j(t)$ 为均值为 0、方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声过程。

对于宽带 CDMA 系统的同步下行链路, 接收信号经过码片匹配滤波器之后, 在给定的符号周期内, 式 (7.34) 所示的第 j 根接收天线的复基带信号, 经过时间离散化后, 可以表示为 $G_c \times 1$ 维复列矢量:

$$\mathbf{r}^j = \mathbf{C}^j \mathbf{H}^j \mathbf{G} \mathbf{s} + \mathbf{n}^j \quad (7.35)$$

式 (7.35) 中, \mathbf{H}^j 为 $n_T N L_p \times n_T N$ 维块对角信道矩阵, 定义如下:

$$\mathbf{H}^j = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} h_{1,1}^{1,j} \\ \vdots \\ h_{1,L_p}^{1,j} \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} h_{N,1}^{1,j} \\ \vdots \\ h_{N,L_p}^{1,j} \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} h_{1,1}^{n_T,j} \\ \vdots \\ h_{1,L_p}^{n_T,j} \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} h_{K,1}^{n_T,j} \\ \vdots \\ h_{K,L_p}^{n_T,j} \end{bmatrix} \right) \quad (7.36)$$

式 (7.36) 中, \mathbf{G} 为代表信号幅度的 $n_T N \times n_R N$ 维实对角矩阵, 即:

$$\mathbf{G} = \text{diag}(\mathbf{G}_1^1, \mathbf{G}_2^1, \dots, \mathbf{G}_N^1, \dots, \mathbf{G}_1^{n_T}, \mathbf{G}_2^{n_T}, \dots, \mathbf{G}_N^{n_T}) \quad (7.37)$$

而 \mathbf{s} 是一个 $n_T N \times 1$ 维复列矢量, 其元素为经过 QPSK 调制的空时编码符号, 即

$$\mathbf{s} = [s_1^1, s_2^1, \dots, s_N^1, \dots, s_1^{n_T}, s_2^{n_T}, \dots, s_N^{n_T}]^H \quad (7.38)$$

\mathbf{n}^j 为具有独立同分布 (i.i.d) 的 $G_c \times 1$ 维复高斯噪声矢量, 每个分量的实部和虚部均值都为 0、方差都为 σ^2 。

将每根天线接收的信号矢量首尾相接, 构成新的矢量 $\mathbf{r} = [(\mathbf{r}^1)^H, (\mathbf{r}^2)^H, \dots, (\mathbf{r}^{n_R})^H]^H$, 则

$$\mathbf{r} = \mathbf{C} \mathbf{H} \mathbf{G} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7.39)$$

式 (7.39) 中, \mathbf{C} 为具有重复对角块 \mathbf{C}^j 的 $n_R G_c \times n_R n_T N L_p$ 维块对角扩频序列矩阵, $\mathbf{H} = [(\mathbf{H}^1)^H, (\mathbf{H}^2)^H, \dots, (\mathbf{H}^{n_R})^H]^H$ 为 $n_R n_T N L_p \times n_T N$ 维复信道矩阵, $\mathbf{n} = [(\mathbf{n}^1)^H, (\mathbf{n}^2)^H, \dots, (\mathbf{n}^{n_R})^H]^H$ 为各接收天线的噪声矢量层叠后组成的新噪声矢量。

对于构造的接收信号矢量 \mathbf{r} , 若采用最大似然空时多用户接收机, 应使下列似然函数达到最大:

$$\exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{r} - \mathbf{C} \mathbf{H} \mathbf{G} \hat{\mathbf{s}}\|^2 \right] \quad (7.40)$$

等效于使下式为最小^[128]

$$2 \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}^H \mathbf{G}^H \mathbf{C}^H \mathbf{r}) - \hat{\mathbf{s}}^H \mathbf{G}^H \mathbf{C}^H \mathbf{C} \mathbf{H} \mathbf{G} \hat{\mathbf{s}} \quad (7.41)$$

其中, \hat{s} 为 $n_T N \times 1$ 维矢量, 代表所有用户从所有天线发射数据符号的估计值, 即

$$s = [\hat{s}_1^1, \hat{s}_2^1, \dots, \hat{s}_N^1, \dots, \hat{s}_1^{n_T}, \hat{s}_2^{n_T}, \dots, \hat{s}_N^{n_T}]^T. \quad (7.42)$$

由于式 (7.41) 中的第 2 项与接收信号没有直接关系, 可以将它看成是与信道矩阵有关的信息, 因此在接收信号的判决中不予考虑。

(3) 采用空时匹配滤波器的接收机结构

由于最大似然接收机比较复杂, 因此一般使用次最佳接收机。图 7.6 所示的是一种较简单的接收机结构, 由空时匹配滤波器组、一组解交织器和 STTC 译码器组成, 其中匹配滤波器组由扩频矩阵 C 和信道系数矩阵 H 组成, 用 $n_T N \times n_R G_c$ 维矩阵 $H^H C^H$ 表示。假设在接收端通过信道估计的方法可以获取信道系数矩阵, 匹配滤波器组在给定符号周期上的输出可表示为 $n_T N \times 1$ 维列矢量 y , 该矢量就是所有用户从所有天线上发射数据符号的判决统计值, 即:

$$\begin{aligned} y &= (H^H C^H) r \\ &= (H^H C^H) (CHGs + n) \\ &= MGs + n_y \end{aligned} \quad (7.43)$$

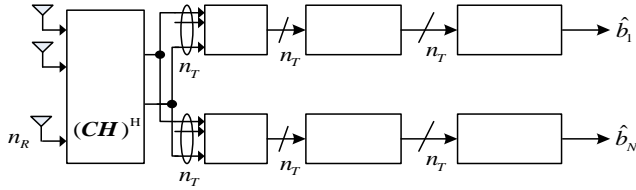


图 7.6 采用空时匹配滤波器的接收机结构框图

式 (7.43) 中, $M = H^H C^H CH$ 为空时相关矩阵, $n_y = H^H C^H n$ 为产生的噪声矢量。判决统计矢量 y 中的第 $k + (i-1)N$ 个元素, 就是用户 k 的第 i 根天线上的信号经过空时匹配滤波器后的输出, 具体实现过程可概括为: 先将 n_R 个接收信号中每一信号与其 L_p 个多径扩频码 $(c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,L_p})$ 进行相关解扩, 再利用相应信道系数 $(h_{k,1}^{i,j}, h_{k,2}^{i,j}, \dots, h_{k,L_p}^{i,j}, j=1, 2, \dots, n_R)$ 的复共轭对解扩信号加权, 并对多径下标 l 和接收天线 j 求和^[129]。然后, 将用户 k 的判决统计值: $y_k^1, y_k^2, \dots, y_k^{n_T}$, 送给解交织器和 STTC 译码器, 进而估计出发射的二进制信息数据 \hat{b}_k 。

STTC 译码器的主要任务是利用维持比 (Viterbi) 算法对每个用户的数据进行最大似然译码。假设接收机具有理想的信道状态信息, 接收信号经过匹配滤波和解交织器处理后, 空时网格译码的分支度量为^[127]: $q_k^1(t), q_k^2(t), \dots, q_k^{n_T}(t)$, 其中

$$q_k^i(t) = \sum_{j=1}^{n_T} (MG)_{N(i-1)+k, N(j-1)+k} \square_{s_k}^j(t) \quad (7.44)$$

根据匹配滤波和解交织器输出的统计判决值与译码网格分支度量标记之间的平方欧几里得 (Euclidean) 距离, 维持比译码网格的路径度量可通过下式匹配计算:

$$\sum_{i=1}^{n_T} |y_k^i(t) - q_k^i(t)|^2 \quad \text{滤波} \quad \vdots \quad \vdots \quad (7.45)$$

式 (7.45) 中, $y_k^i(t)$ 为用户 k 第 i 根发射天线的信号在接收端的匹配滤波器输出。维特比算法能选择具有最小路径量度的路径标记作为译码序列。

(4) 采用空时 MMSE 检测器的接收机结构

图 7.6 所示的空时匹配滤波检测器使用了第 k 个用户的扩频序列和 MIMO 信道的状态信息解调接收信号, 没有考虑多址干扰 (MAI) 的结构信息。为了减小多用户、多径和多天线干扰的影响, 可以采用图 7.7 所示的空时 MMSE 检测器。其实现的基本原理是在式 (7.43) 得到的判决统计矢量 \mathbf{y} 的基础上, 再对 \mathbf{y} 做线性变换 \mathbf{W} , 使变换后的矢量与原数据矢量 \mathbf{s} 之间的均方误差为最小。换言之, 维数为 $n_T N \times n_T N$ 的空时 MMSE 检测器的变换矩阵 \mathbf{W} 应满足

$$\mathbf{W} = \arg \min_{\mathbf{W}} \left(E \|\mathbf{W}^H \mathbf{y} - \mathbf{G} \mathbf{s}\|^2 \right) \quad (7.46)$$

从式 (7.46) 可以得到标准的维纳解:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^H &= E[\mathbf{G} \mathbf{s} \mathbf{y}^H] \left(E[\mathbf{y} \mathbf{y}^H] \right)^{-1} \\ &= \mathbf{G}^2 \mathbf{M}^H (\mathbf{M} \mathbf{G}^2 \mathbf{M}^H + \sigma^2 \mathbf{M})^{-1} \end{aligned} \quad (7.47)$$

如果所有用户的扩频码线性独立, 可以证明 \mathbf{M} 为可逆矩阵, 式 (7.47) 可简化为:

$$\mathbf{W}^H = [\mathbf{M} + \sigma^2 \mathbf{G}^{-2}]^{-1} \quad (7.48)$$

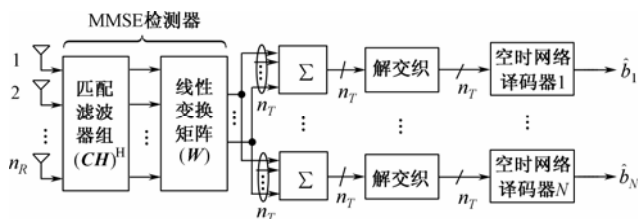


图 7.7 采用空时 MMSE 检测器的接收机结构框图

(5) 采用迭代 MMSE 检测器的接收机结构

空时线性 MMSE 检测器虽然同时考虑了 MAI 和背景噪声。但是, 它没有完全消除 MAI。要进一步提高接收性能还可使用迭代 MMSE 接收机^[130]。空时迭代 MMSE 接收机的一种实现结构如图 7.8 所示^[128]。其实现的基本原理是通过增加除用户 k 和天线 i 之外的所有其他用户 and 所有其他发射天线的再生信号, 来为第 k 个用户第 i 根天线构造干扰估计值。在每次迭代译码之后, 译码器软输出用于更新发射符号的先验概率。这些更新的概率用于计算 MMSE 滤波器前馈和反馈系数。假定 $z_k^i(t)$ 表示 t 时刻对应于第 k 个用户第 i 根发射天线译码器的输入, 即

$$z_k^i(t) = \left(\mathbf{W}_{f,k}^i(t) \right)^H \mathbf{r}(t) + \left(\mathbf{W}_{b,k}^i(t) \right)^H \hat{\mathbf{s}}_{N/k}^i \quad (7.49)$$

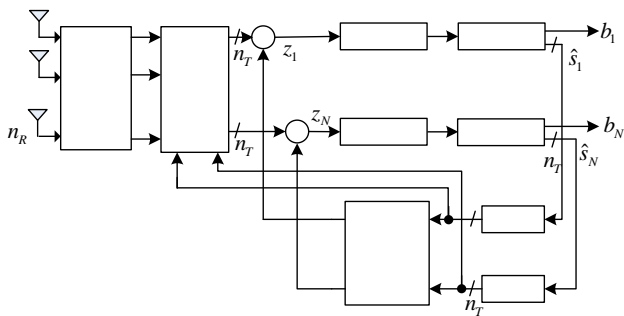


图 7.8 采用迭代 MMSE 检测器的接收机结构框图

式 (7.49) 中, $\mathbf{W}_{f,k}^i(t)$ 为 $n_R G_c \times 1$ 优化前馈系数矩阵, $\mathbf{W}_{b,k}^i(t)$ 为 $(n_T N - 1) \times 1$ 反馈系数矩阵, $\hat{\mathbf{s}}_{N/k}^i$ 为 $(n_T N - 1) \times 1$ 维矢量, 代表除用户 k 发射天线 i 之外的所有其他用户和所有其他发射天线的反馈软判决值。反馈系数仅在式 (7.49) 中以求和的形式出现。不失一般性, 令

$$\boldsymbol{\omega}_{b,k}^i(t) = (\mathbf{W}_{b,k}^i(t))^H \hat{\mathbf{s}}_{N/k}^i \quad (7.50)$$

为代表反馈项之和的 $n_T \times 1$ 维系数矢量。

进一步, 最优前馈系数 $\mathbf{W}_{f,k}^i(t)$ 和反馈系数 $\boldsymbol{\omega}_{b,k}^i(t)$ 可以表示为^[127]

$$\mathbf{W}_{f,k}^i(t) = (\mathbf{A} + \mathbf{B} + \mathbf{R}_n - \mathbf{F}\mathbf{F}^H)^{-1} \mathbf{H}_k^i \quad (7.51)$$

$$\boldsymbol{\omega}_{b,k}^i(t) = -(\mathbf{W}_{f,k}^i(t))^H \mathbf{F} \quad (7.52)$$

式 (7.52) 中,

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{H}_k^i (\mathbf{H}_k^i)^H \\ \mathbf{B} &= \mathbf{H}_{N/k}^i \mathbf{I}_{n_T N - 1} - \text{diag} \left[\mathbf{s}_{N/k}^{E_i} (\mathbf{s}_{N/k}^{E_i})^H \right] + \mathbf{s}_{N/k}^{E_i} (\mathbf{s}_{N/k}^{E_i})^H (\mathbf{H}_{N/k}^i)^H \\ \mathbf{R}_n &= \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R G_c} \\ \mathbf{F} &= \mathbf{H}_{N/k}^i \mathbf{s}_{N/k}^{E_i} \end{aligned} \quad (7.53)$$

式 (7.53) 中, $\mathbf{H}_k^i = (\mathbf{C}\mathbf{H}\mathbf{G})_{k+(i-1)N}$ 表示第 k 个用户第 i 根发射天线的 $n_R G_c \times 1$ 维特征矢量, $\mathbf{H}_{N/k}^i = (\mathbf{C}\mathbf{H}\mathbf{G})_k^i$ 代表由第 k 用户和第 i 根发射天线以外的所有用户和所有天线的特征矢量组成的 $n_R G_c \times n_T (N - 1)$ 维矩阵, \mathbf{I}_N 代表 N 阶单位矩阵, $\mathbf{s}_{N/k}^{E_i}$ 表示其他 $N - 1$ 个用户发射数据符号的数学期望值构成的 $n_T (N - 1) \times 1$ 维矢量。

7.4 多用户OFDM-CDMA宽带传输技术

MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) 技术是最早提出的多载波 CDMA 传输方案之一^[116], 由于 MC-CDMA 系统具体实现时一般采用 OFDM 的结构, 因此习惯上将 MC-CDMA 等同于 OFDM-CDMA。MC-CDMA 实质上它是一种频域扩频技术, 它能有效地克服由信道的频率选择性衰落引起的码间串扰(ISI)的不良影响, 分别由美国加州大学 Berkely 分校的 Yee、Linnartz、Fettweis 和德国的 Fazel、Papke 独立提出, 前者提出的方案采用相关运算和可变增益合并的接收技术^[131], 后者提出的方案则采用最大似然检测接收技术^[132]。

1. OFDM-CDMA 技术的主要特征

OFDM-CDMA 技术可以看成是将 OFDM 应用于 CDMA 系统产生的一种新技术, 它继承了两种技术的许多优点, 同时又产生了一些新的特性。首先 OFDM-CDMA 与 OFDM 在使用子载波的方式上不同。在 OFDM 中, 不同的子载波对应不同的信息符号, 如果要确保某个子载波处于信道深衰落时能可靠地恢复出所传输的信息信号, 必须对 OFDM 传输的信息符号进行纠错编码, 这样会导致子载波个数的增加。而 OFDM-CDMA 则是在多个子载波上传输相同的信息符号, 可以不用纠错编码, 就能对抗信道的深度衰落, 而且具有频率分集的效果。其次可以把 OFDM-CDMA 看成一种广义的 OFDM 技术, 因为在具体实现时, 只要把进行 OFDM 调制的数据当做是一种新的数据源, 新数据是原数据与扩频码矩阵相乘后得到的。

OFDM-CDMA 与直接序列码分多址 (DS-CDMA) 也不同。在 DS-CDMA 中, 发送端的数据符号是同时调制在不同的时隙 (称为时间码片) 上, 用同一载波频率发送, 接收时对时间码片进行分集接收, 属于时域扩频。而在 OFDM-CDMA 系统中, 数据符号是同时调制在不同载波频率分量 (称为频率码片) 上发送的, 接收时对频率码片进行分集接收, 属于频域扩频。由于传输带宽事先给定, 因此 OFDM-CDMA 的接收机总是能够收集所有分散在频域中信号能量。由于时间分布范围较广, 所以 DS-CDMA 就很难收集所有分散在时域中信号能量。

事实上, OFDM-CDMA 也可以被看成是一种派生的 DS-CDMA 技术。具体实现时, 只要把进行扩频的扩频码当做是一个新的扩频码, 新扩频码是由原扩频码经过傅立叶变换得到的, 它们不再是由类似于+1 和-1 的组合, 而是一系列复数值, 即 OFDM-CDMA 所使用的扩频码是频域复数值, 而 DS-CDMA 的扩频码是时间离散值。

OFDM-CDMA 和 DS-CDMA 都具有对抗多径干扰和多普勒频移的能力, 但由于两种技术的发送信号设计存在明显的差异, 导致接收机实现难度也各不相同。在多径衰落环境中, DS-CDMA 是通过 RAKE 接收机来解析和合并多个路径分量, 而 OFDM-CDMA 是利用频域分集来得到所有分散在频域中的信号能量。对于宽带高数据速率传输, DS-CDMA 能解析瞬时脉冲响应中多达 20 条路径^[128], 要实现 20 个叉指的 RAKE 接收机就非常复杂, 而 OFDM-CDMA 接收机实现非常方便。但在多普勒频移的环境中, OFDM-CDMA 需要用频域 RAKE 接收机来合并接收信号, 而 DS-CDMA 则可以利用时间分集简单实现信号能量的收集。因此, OFDM-CDMA 和 DS-CDMA 分别适用于频率选择性和时间选择性无线信道, 在实际应用中应根据信道的具体情况、系统要求和接收机复杂度要求等做综合考虑。

OFDM-CDMA 的优点在于对抗多径干扰, 通过频率分集可以将分散在频域内的信号能量合并, 每个子载波上的速率较低, 理论上在多小区系统中频率复用系数可达到 1。它的缺点是用户之间要求严格同步, 尤其是子载波同步较困难, 而且对频率偏移和非线性放大较敏感, 输出信号的峰均比较大等。OFDM-CDMA 系统比较适合应用于从基站 (BS) 到移动台 (MS) 的下行链路, 因为下行链路的时间和频率同步实现比较简单。

另外 OFDM-CDMA 具有双重正交性。首先, 为保证传输的有效性和可靠性, 所有子载波必须是正交的, 而且相邻子载波的频谱之间存在 $1/2$ 的重叠, 从而提高了频谱的使用效率。其次, 为保证多址信号的独立性和可分离性, 不同用户的扩频码要求是正交的, 这个正交性能保证接收端多址信号的有效分离。

2. OFDM-CDMA信号发送与接收

(1) 信号的发送

基本的 OFDM-CDMA 信号是由典型的 DS-CDMA 和 OFDM 级联系统产生。其实现过程是源数据符号首先经过长度为 L 的扩频码扩频, 得到 L 个扩频数据码片, 这些数据码片再由 N_c 个子载波并行调制。如果子载波数目 N_c 等于扩频码的长度 L , 则 OFDM-CDMA 所需要的带宽和 DS-CDMA 所需带宽相同。如果 L 小于 N_c , 则可对扩频数据进行纠错编码或对子载波进行频率交织, 从而增加 OFDM-CDMA 系统传输的可靠性和设计的灵活性。图 7.9 给出了发送方 OFDM-CDMA 级联实现的示意图^[2], 图中 L 等于 N_c , 每一个源数据符号被复制成 L 份, 复制的每一份数据再与扩频码的一个对应码片相乘。相乘以后, 每个数据符号的持续时间变成 DS-CDMA 码片持续时间的 L 倍, 这些经过扩展后数据符号再通过 N_c 个子载波并行调制

和传输。

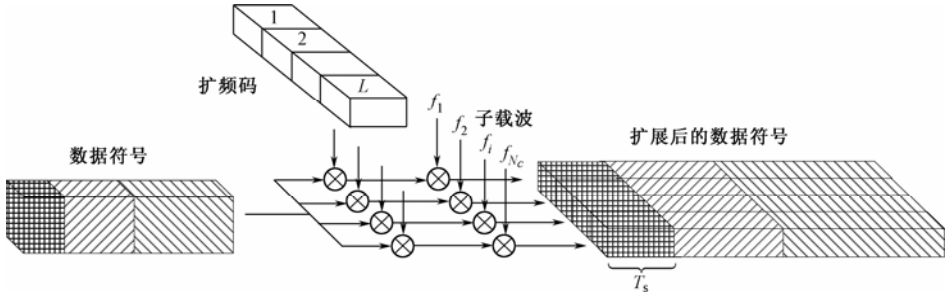


图 7.9 单个数据符号 OFDM-CDMA 调制器实现示意图

上述 OFDM-CDMA 信号的产生过程相当于先对源数据做 DS-CDMA，然后再进行 OFDM 调制。图 7.10 给出了用户 k 的一个复数据符号的 OFDM-CDMA 发送信号产生的等效框图。图中源数据符号的速率为 $1/T_d$ 。为简单起见，但不失一般性，尽量描述每个用户的单个数据符号的 OFDM-CDMA 发送信号是如何产生的，这样可忽略数据符号的标号。设 OFDM-CDMA 系统中同时有效的用户数为 N 。在本章中，与用户 k 有关的变量值或函数都以上标 (k) 标识， k 的变化范围为 $1, \dots, N$ 。在发射端，复数据符号 $d^{(k)}$ 与长度为 L 的第 k 个用户扩频码：

$$\mathbf{c}^{(k)} = (c_0^{(k)}, c_1^{(k)}, \dots, c_{L-1}^{(k)})^H \quad (7.54)$$

相乘。在串/并转换之前，串行扩频码 $\mathbf{c}^{(k)}$ 的码片率为

$$\frac{1}{T_c} = \frac{L}{T_d} \quad (7.55)$$

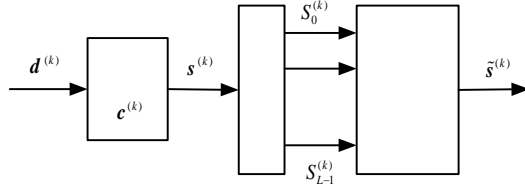


图 7.10 OFDM-CDMA 信号产生的等效框图

它是源数据符号速率 T_d 的 L 倍。相乘之后得到的复值数据用矢量的形式表示如下：

$$\mathbf{S}^{(k)} = \mathbf{d}^{(k)} \mathbf{c}^{(k)} = (S_0^{(k)}, S_1^{(k)}, \dots, S_{L-1}^{(k)})^H \quad (7.56)$$

把分量： $S_l^{(k)}, l=0, \dots, L-1$ ，并行地调制到 L 个子载波上之后，就得到了一个 OFDM-CDMA 信号。在 OFDM-CDMA 系统中，每一个数据符号被扩展到 L 个子载波上。如果一个 OFDM 符号的子载波数目 N_c 等于扩展码的长度 L ，OFDM-CDMA 系统中一个 OFDM 符号的持续时间，包括保护间隔 T_g ，可表示如下：

$$T'_s = T_g + LT_c \quad (7.57)$$

此时，在一个 OFDM 符号内只发送单个用户的一个数据符号。

对于多个用户数据的发送，在 OFDM 调制之前，如果把 N 个用户的信号相加，可以提高计算的效率，具体实现如图 7.11 所示。 N 个用户的数据 $s^{(k)}$ 叠加后产生下列序列：

$$\mathbf{s} = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{s}^{(k)} = (S_0, S_1, \dots, S_{L-1})^H \quad (7.58)$$

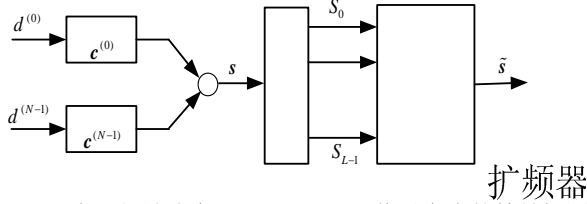


图 7.11 同步下行链路中 OFDM-CDMA 信号产生的等效框图

s 的等效表示式为

$$s = Cd \quad (7.59)$$

式 (7.59) 中

$$d = (d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(N-1)})^H \quad (7.60)$$

为 N 个有效用户的发射数据符号构成的矢量。 C 是一个扩频矩阵，即

$$C = (c^{(0)}, c^{(1)}, \dots, c^{(N-1)})^H \quad (7.61)$$

序列 s 经过 OFDM 调制后，就可以得到 OFDM-CDMA 发送信号 S 。

以上描述的是复数符号的 OFDM-CDMA 信号的形成过程，如果数据符号和扩频码都是实数，可以得到 OFDM-CDMA 信号的简单数学表示式。假定源数据符号是经过 BPSK 调制而得，也就是说，传输的数据符号是一个二值型数据： $d^{(k)} \in \{+1, -1\}$ ，而第 k 个用户的扩频码的每一个码片也是双极性的，即： $c_l^{(k)} \in \{+1, -1\}$ ， $l = 0, 1, \dots, L-1$ ，且扩频码的长度 L 等于子载波的个数 N_c 。OFDM-CDMA 信号产生过程如图 7.12 所示，输出的模拟信号可表示为

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{N_c-1} c_i^{(k)} d^{(k)} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi \frac{i}{T_d} t \right] \times \text{rect} \left(\frac{t}{T_d} \right) \quad (7.62)$$

式 (7.62) 中， T_d 为数据符号的周期， f_c 为子载波的起始频率，“rect”代表矩形信号。

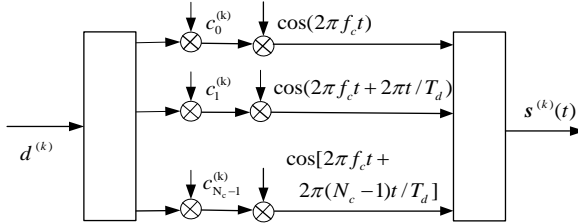


图 7.12 OFDM-CDMA 实信号生成框图

(2) 信号的接收

对于同步下行链路，假定 OFDM 符号的保护间隔较长，足以消除所有的回波，发射数据 s 的接收矢量经过逆 OFDM 和频率反交织后，可表示为

$$r = Hs + n = (r_0, r_1, \dots, r_{L-1})^H \quad (7.63)$$

式 (7.63) 中， H 是 $L \times L$ 维信道矩阵， n 是一长度为 L 的噪声矢量。矢量 r 送到数据检测器，可以得到发射数据的硬或软判决值。如果采用多用户检测技术，接收矢量 r 的可表示为：

$$r = Gd + n = (r_0, r_1, \dots, r_{L-1})^H \quad (7.64)$$

下行链路的等效信道矩阵 G 定义为：

$$G = HC \quad (7.65)$$

对于上行链路，用户 k 的数据 $s^{(k)}$ 经过 OFDM 调制后，可以直接得到 OFDM-CDMA 信号。发送数据 $s^{(k)}$ 的接收矢量经过逆 OFDM 和频率解交织后，可表示为：

$$\mathbf{r} = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)} + \mathbf{n} = (r_0, r_1, \dots, r_{L-1})^H \quad (7.66)$$

式 (7.66) 中, $\mathbf{H}^{(k)}$ 包含用户 k 的子信道系数。为了获取 OFDM 的高频谱效率, 假定上行链路也是同步的。矢量 \mathbf{r} 送到数据检测器, 可以得到发射数据的硬或软估计值。信道矩阵为:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}^{(0)}, \mathbf{g}^{(1)}, \dots, \mathbf{g}^{(N-1)}] \quad (7.67)$$

包含 N 个用户特征矢量, 式 (7.67) 中

$$\mathbf{g}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{c}^{(k)} = [H_{0,0}^{(k)} c_0^{(k)}, H_{1,1}^{(k)} c_1^{(k)}, \dots, H_{L-1,L-1}^{(k)} c_{L-1}^{(k)}]^H \quad (7.68)$$

(3) OFDM-CDMA 的数据检测方法

数据检测技术主要可分为单用户检测 (SD) 和多用户检测 (MD), SD 方法只检测感兴趣的信号, 不考虑与用户有关的多址干扰 (Multiple Access Interference, MAI)。在 OFDM-CDMA 宽带接收系统中, SD 的实现是先通过单抽头均衡器去补偿每一个子信道由于平衰落引起的失真, 然后对每个用户的数据进行解扩。就像在 OFDM 中, 单抽头均衡器仅仅是将每个子载波乘以一复数值。如果干扰信号的扩频码结构事先已知, 那么就不能过早地将多址干扰作为噪声来处理, 否则这样设计的 SD 器在性能上是次佳的。SD 的次佳性可以用 MD 来克服, 在 MD 过程中, 需要利用有关干扰用户扩频码的先验知识。

与 SD 相比, MD 性能改善是以较高的接收机复杂性为代价的。MD 方法一般可分为干扰对消 (IC) 和联合检测。IC 的原理是利用 SD 检测干扰用户的信息, 重建干扰信号在接收信号中的干扰, 然后将重建的干扰从总的接收信号中扣除, 再在剩余的信号中检测所需要用户的信息。最佳检测器应用带最大似然比检测的联合检测技术。由于最佳似然比检测的复杂性随着用户数的增加成指数关系增长, 实际应用时只限于用户数较少的场合。简单的联合检测技术可使用分组线性均衡器来实现。

(1) 单用户检测

单用户检测的基本原理是只检测感兴趣的信号而不考虑 MAI 包含的其他用户的信息, 把 MAI 当作噪声来处理, 对第 k 个用户数据符号的单用户检测方案如图 7.13 所示。

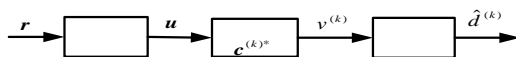


图 7.13 OFDM-CDMA 单用户检测框图

逆 OFDM 变换后, 接收序列 \mathbf{r} 通过一组自适应的单抽头均衡器抵消无线移动信道对各个子载波产生的相位和幅度失真。单抽头均衡器的一种简单实现方法是将每个子载波乘以一个复值系数, 均衡器输出的接收信号具有下列形式:

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}\mathbf{r} = (u_0, u_1, \dots, u_{L-1})^H \quad (7.69)$$

式 (7.69) 中, \mathbf{A} 是一个 $L \times L$ 维的对角矩阵, 可表示为

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{0,0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_{1,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{L-1,L-1} \end{pmatrix} \quad (7.70)$$

它的对角元素表示与发送序列 \mathbf{s} 对应的子载波的 L 个复值均衡系数。均衡器的输出再与代表用户特征的扩频码相关解扩, 得到第 k 个用户的复数软判决值为:

$$v^{(k)} = (\mathbf{c}^{(k)})^* \mathbf{u}^T \quad (7.71)$$

相应的数据符号的硬判决值如下:

$$\hat{d}^{(k)} = \mathcal{Q}\{v^{(k)}\} \quad (7.72)$$

式 (7.72) 中, $\mathcal{Q}\{\cdot\}$ 代表与选定的数据符号字符集对应的量化运算符。

均衡系数 $a(l,l)$ 的不同选取方法, 可以得到不同的均衡策略。一般可结合典型的接收分集合并技术, 来选择均衡系数, 并按照图 7.13 所示的方法, 对接收矢量 \mathbf{r} 进行处理, 可达到有效地恢复发送数据的目的, 以下概括了几种常用的 SD 均衡策略。

① 最大比值合并 (Maximum Ratio Combining, MRC)

MRC 分别用共轭复信道系数对每一个子信道进行加权, 即 $a_{l,l} = H_{l,l}^*$, $l = 0, 1, \dots, L-1$, 而 $H_{l,l}$ 为信道矩阵 \mathbf{H} 的对角分量。MRC 的缺点是在 OFDM-CDMA 系统的下行链路中, 信道干扰使扩频码之间的正交性遭到破坏, 而 MRC 的权值会使正交性进一步恶化, 因此它使 MAI 得到了加强, 检测性能将下降。但是在上行链路中, MRC 是一种很有前途的单用户检测技术, 因为在基站的接收机中, 各用户的信号不能达到完全同步, 也就是说本来就没有指望扩频码能以正交方式叠加, 因此这时取信号与干扰比值最大做为均衡准则是最合适的。

② 等增益合并 (Equal Gain Combining, EGC)

EGC 只补偿由信道引起的相位旋转, 均衡系数选择为 $a_{l,l} = H_{l,l}^* / |H_{l,l}|$, 它是一种最简单的单用户检测技术, 因为它仅需要信道的相位信息。

③ 迫零 (Zero Forcing, ZF) 均衡

ZF 均衡也称正交恢复合并 (Orthogonality restoring combining, ORC), 它利用信道的倒置, 通过恢复下行链路扩频数据之间的正交性, 从而消除多址干扰, 均衡系数选择为: $a_{l,l} = H_{l,l}^* / |H_{l,l}|^2$ 。ZF 的缺点是对于小幅度的 $H_{l,l}$, 均衡器会增大噪声。

④ 最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 均衡

按照 MMSE 准则, 计算每个子载波上的发送信号与均衡器输出之间的误差: $e_l = s_l - a_{l,l}r_l$, 并使此误差的均方值最小。应用正交性原理, 可使均方误差: $\mathbf{J}_l = E\{|e_l|^2\}$ 达到最小。即如果选择均衡器系数 $a_{l,l}$, 使误差 e_l 与接收信号 r_l^* 正交, 即 $E\{e_l r_l^*\} = 0$, 可使均方误差 \mathbf{J}_l 达到最小。

依据 MMSE 准则, 可得到 OFDM-CDMA 接收系统的均衡系数为

$$a_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \sigma^2} \quad (7.73)$$

由式 (7.73) 可以看出, 计算 MMSE 均衡器的系数需要知道实际噪声的方差 σ^2 。对于非常高的 SNR, MMSE 均衡器与 ZF 均衡器等效。为了减少由于估计方差 σ^2 带来的计算量增加, 可以采用低复杂度的次佳 MMSE 均衡^[133]。

(2) 多用户检测

最优多用户检测技术分别采用最大后验概率准则 (MAP) 或最大似然准则^[21] (ML)。本节给出两种最优的 ML 检测算法: 最大似然序列估计 (MLSE) 和最大似然逐符号估计 (MLSSE), 前者最佳地估计发送的数据序列 $\mathbf{d} = (d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(N-1)})^T$, 后者最优地估计发送的数据符号 $d^{(k)}$ 。只要考虑发送序列和符号的先验概率, 这两种算法能容易地扩展成 MAP 序列估计器和 MAP 逐符号估计器。当所有可能发送的序列和符号都是先验等概率时, 基于 MAP 准则和基于 ML 准则的估计器是等同的^[21]。假定可能发送的数据符号矢量为 $\mathbf{d}_\beta, \beta = 1, \dots, M^N$, M^N 为发送的数据符号矢量的个数, M 为数据符号 $d^{(k)}$ 可能出现的数目。

① MLSE 检测算法

MLSE 使序列的错误概率最小，也就是使数据符号矢量的错误概率最小，等效于使条件概率 $P\{\mathbf{d}_\beta | \mathbf{r}\}$ 最大， \mathbf{r} 为发送数据矢量 \mathbf{d}_β 时的接收矢量。利用 MLSE，得到 \mathbf{d} 的估计值为

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \max_{\mathbf{d}_\beta} P\{\mathbf{d}_\beta | \mathbf{r}\} \quad (7.74)$$

式 (7.74) 中，“arg”表示函数的变量。如果每个子载波上的噪声 \mathbf{n}_l 是加性白高斯型，式 (7.74) 等效于寻找使接收序列和所有可能的发送序列之间的平方欧几里得距离：

$$\Delta^2(\mathbf{d}_\beta, \mathbf{r}) = \|\mathbf{r} - \mathbf{G}\mathbf{d}_\beta\|^2 \quad (7.75)$$

最小的数据符号矢量 \mathbf{d}_β ，其中 $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{C}$ ，最可能的发送数据矢量为

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \max_{\mathbf{d}_\beta} \Delta^2\{\mathbf{d}_\beta, \mathbf{r}\} \quad (7.76)$$

从式 (7.76) 中可看出，MLSE 算法在估计数据符号矢量 $\hat{\mathbf{d}}$ 时需要计算 M^N 个欧几里得距离的平方。

② MLSSE 检测算法

MLSSE 算法使符号的错误概率最小，等效于使条件概率 $P\{d_\beta^{(k)} | \mathbf{r}\}$ 最大， \mathbf{r} 为发送数据 $d_\beta^{(k)}$ 时对应的接收矢量。利用 MLSSE，得到 $d^{(k)}$ 的估计值为

$$\hat{d}^{(k)} = \arg \max_{d_\beta^{(k)}} P\{d_\beta^{(k)} | \mathbf{r}\} \quad (7.77)$$

条件概率 $P\{d_\beta^{(k)} | \mathbf{r}\}$ 可表示为

$$P\{d_\beta^{(k)} | \mathbf{r}\} = \sum_{\text{相同 } \mathbf{d}_\beta \text{ 的所有 } d_\beta^{(k)}} P\{\mathbf{d}_\beta | \mathbf{r}\} \quad (7.78)$$

如果噪声 \mathbf{n}_l 也是加性白高斯型，最可能的发送数据符号为

$$\hat{d}^{(k)} = \arg \max_{d_\beta^{(k)}} \sum_{\text{相同 } \mathbf{d}_\beta \text{ 的所有 } d_\beta^{(k)}} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \Delta^2(\mathbf{d}_\beta, \mathbf{r})\right) \quad (7.79)$$

对比式 (7.76) 和式 (7.79)，可以看到 MLSSE 计算复杂度要比 MLSE 大，因为 MLSSE 除了要计算 M^N 个欧几里得距离的平方外，还要将所有 $d_\beta^{(k)}$ 相同 \mathbf{d}_β 的欧几里得距离平方的指数函数求和。另外在 MLSSE 中，还需要知道噪声的方差 σ^2 ，也增加了它的复杂性。相对于 MLSE，MLSSE 的优势在于能为被检测的数据符号 $\hat{d}^{(k)}$ 产生一个可靠性信息，这个信息能在后续的软判决信道译码器中得到利用^[134]。

7.5 多用户MIMO-OFDM-CDMA 宽带传输技术

由 7.2 节的讨论可知 MIMO-OFDM 技术具有传输速率和频谱利用率高的特点，而且能克服宽带信道的频率选择性对性能造成的影响，但它主要针对单用户。实际的通信系统是由多个用户组成，因此必须与一种有效的多址接入技术结合，才能体现 MIMO-OFDM 技术的实用价值。目前有效的候选方案主要有两种：一是将 MIMO-OFDM 与 CDMA 联合^[135]，该方案用户接入灵活、频率复用率很高、抗干扰能力也强，特别适用于蜂窝移动通信；二是将 MIMO 与 OFDMA（正交频分多址接入）联合^[136]，该方案如果采用自适应资源分配技术，在单小区内能够达到非常好的传输性能，但频率复用率略低，本章以讨论前者为主。

此外 MIMO-CDMA 虽然能同时提供空间分集、频率分集增益,而且便于多个用户构成系统,但是接收机的设计一般较复杂。虽然 OFDM-CDMA 能克服宽带信道的频率选择性影响,提供频率分集增益,而且还能供多个用户使用,接收机设计也相对简单,但传输速率和频谱利用率不高,还不能满足未来宽带多媒体通信的要求,因此有必要与 MIMO 结合。

1. MIMO-OFDM-CDMA技术的主要特征

MIMO-OFDM-CDMA 综合了 MIMO、OFDM 和 CDMA 三者的技术优势,能同时提供时间、频率和空间分集增益,对抗信道的频率选择性、时间选择性和空间选择性衰落能力较强,具有传输速率和频谱利用率高等特点,而且接收机的设计也容易根据应用性能要求进行简化,便于多个用户组成实用的通信系统,是未来宽带移动通信中一种很有前途的技术。

2. MIMO-OFDM-CDMA信号的发送和接收

(1) 信号发送

假设某 MIMO-OFDM-CDMA 系统的发射部分基带模型如图 7.14 所示,它主要由空时编码器 (STC)、扩频器、OFDM 调制器和两根发射天线组成。为讨论方便,发送天线用 Tx 表示,接收天线用 Rx 表示。在发射端,总共有 N 个用户要把它们的信息同时从两根发射天线 Tx1 和 Tx2 上发送出去,通过相应的色散信道传送到接收端。将 Tx1 (Tx2) 与 Rx 之间的频率选择性信道分成 P 个子信道。STC 把每个用户的数据序列映射成两个子数据流,子数据流的拷贝经过扩频之后,与 P 个子载波进行 OFDM 调制。

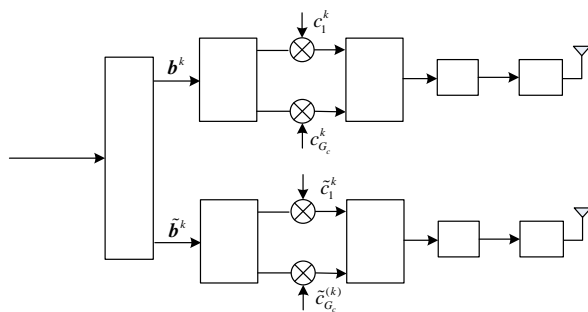


图 7.14 MIMO-OFDM-CDMA 系统的两天线发射框图

假定第 k 个用户的数据序列 $\{b_n^k\}$ 为独立的随机变量,均值 $E\{b_n^k\} = 0$, 方差 $E\{\|b_n^k\|^2\} = 1$, 且所有用户的发射功率都相同。STC 在时刻 n 和 $n+1$, 分别从用户 k 的源数据序列 $\{b_n^k\}$ 中取出两个连续的数据符号: $b^k(n)$ 和 $b^k(n+1)$ 进行空时编码,产生下列编码矩阵:

$$\mathbf{S}^k(n) = \begin{bmatrix} b^k(n) & -(b^k(n+1))^* \\ b^k(n+1) & (b^k(n))^* \end{bmatrix} \quad (7.80)$$

式 (7.80) 中 $\mathbf{S}^k(n)$ 的两列数据将在两个连续的时隙内发送,每一列的第一个元素从 Tx1 发送,第二个元素从 Tx2 发送。

空时编码器的输出被送到两个数据拷贝器,拷贝器把每个数据符号复制成 P 个数据副本,用于扩频和 OFDM 调制。在图 7.14 所示的系统中,给每个用户分配两个不同的扩频码,分别用来对从 Tx1 和 Tx2 发送的数据符号进行扩频。令

$$\mathbf{c}^k = [c_0^k, c_1^k, \dots, c_{G_c-1}^k]^T \quad (7.81)$$

为分配给用户 k 的扩频码，由符号 ± 1 组成，处理增益为 G_c 。扩频码的波形可表示为

$$\mathbf{c}^k(t) = \sum_{p=0}^{G_c-1} c_p^k \text{rect}(t - pT_c) \quad (7.82)$$

式 (7.82) 中，“ $\text{rect}(t)$ ”为码片宽度为 T_c 的矩形波形^[137]。令 $\mathbf{u}^k(n) = [u_0^k(n) \ u_1^k(n) \ \dots \ u_{G_c-1}^k(n)]^T$ 为由用户 k 在时刻 n 经过扩频产生的数据符号，即：

$$\mathbf{u}^k(n) = b^k(n) \mathbf{c}^k = [b^k(n)c_0^k, b^k(n)c_1^k, \dots, b^k(n)c_{G_c-1}^k]^T \quad (7.83)$$

与此同时，还分配另一扩频码 $\tilde{\mathbf{c}}^k$ 给用户 k ，用于扩展从天线 Tx2 发送的数据， $\tilde{\mathbf{c}}^k$ 与 \mathbf{c}^k 的处理增益、码片宽度均相同，表示如下：

$$\tilde{\mathbf{c}}^k = [\tilde{c}_0^k, \tilde{c}_1^k, \dots, \tilde{c}_{G_c-1}^k]^T \quad (7.84)$$

用户数据经扩频后，将进行 OFDM 调制。为讨论方便，仍然假定子载波的数目与扩频码的处理增益相等，即 $N_c = G_c$ 。 $\mathbf{u}^k(n)$ 中与一个码片对应的每个元素被调制在中心频率为 f_j ($j=0,1,\dots,G_c-1$) 的子载波上，调制过程与传统的 OFDM 类似。差别在于：OFDM 系统中，不同的数据符号是调制在不同的子载波上，而在 MIMO-OFDM-CDMA 系统中，相同的数据符号被复制、扩频，然后调制到不同的子载波上。这样即使当某些子载波经受信道的深度衰落时，也能确保用户数据在接收端得到正确恢复。子载波的中心频率集合表示如下：

$$\mathbf{f} = [f_0, f_1, \dots, f_{G_c-1}]^T \quad (7.85)$$

用于所有 N 个用户在两根天线上的 OFDM 调制。

经过 OFDM 调制后，对于用户 k ，与第 n 个 OFDM 帧的第 p 个符号对应的离散时间基带信号表示如下：

$$s_p^k(n) = \sum_{q=0}^{G_c-1} b^k(n) c_q^k e^{j2\pi q f_p}, \quad p=0,1,\dots,G_c-1 \quad (7.86)$$

式 (7.86) 表明发送的基带信号实际上可用逆离散傅里叶变换 (IDFT)^[114] 产生。当 G_c 是 2 的幂时，为了有效实现，可使用逆快速傅里叶变换 (IFFT)。对 $\mathbf{u}^k(n)$ 进行 G_c 点 IDFT 得到：

$$\mathbf{s}^k(n) = \mathbf{F}^H \mathbf{u}^k(n) \quad (7.87)$$

式 (7.86) 中， \mathbf{F}^H 表示 $G_c \times G_c$ 维 IDFT 矩阵，它的第 (q, p) 个元素表示如下：

$$[\mathbf{F}^H]_{q,p} = e^{j2\pi q f_p}, \quad q=0,1,\dots,G_c-1, p=0,1,\dots,G_c-1 \quad (7.88)$$

因此，从天线 Tx1 发送的所有 N 个用户的信号可表示成下列叠加形式：

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(n) &= \sum_{k=1}^N \sum_{q=0}^{G_c-1} b^k(n) c_q^k e^{j2\pi q f_p} \\ &= \sum_{k=1}^N \mathbf{s}^k(n) \end{aligned} \quad (7.89)$$

在 $\mathbf{s}(n)$ 被发送前，插入长度为 L 的循环前缀 (CP)，以对抗符号间干扰 (ISI)，CP 的长度一般要满足 $L \dots M$ ， M 为 Tx1 (Tx2) 与 Rx 之间的信道最大能分辨的路径数。通常是将 $\mathbf{s}(n)$ 的最后 L 个符号进行复制，作为 CP，并插到 $\mathbf{s}(n)$ 的前面^[115]，因此发送序列的总长度为 $L + G_c$ 。此过程可以由下列矩阵运算来实现。

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{Z} \mathbf{s}(n) \quad (7.90)$$

式 (7.90) 中, \mathbf{Z} 代表 CP 插入矩阵, 可表示如下:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L^T & \mathbf{I}_P^T \end{bmatrix}^T \quad (7.91)$$

式 (7.91) 中, \mathbf{I}_L^T 为 \mathbf{I}_P 的最后 L 行。

按照与 $\mathbf{s}(n)$ 产生的相同步骤, 可以得到用天线 Tx2 发送的所有 N 个用户的另一数据序列, 插入 CP 后得到 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 。在发往频率选择性信道之前, $\mathbf{x}(n)$ 和 $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ 要进行并/串 (P/S) 转换。

(2) 信号接收

与发射机对应的接收机结构如图 7.15 所示。假定接收机为了对 MIMO-OFDM-CDMA 信号进行有效的解扩、译码和判决, 采用了相干检测法。接收数据序列中前面 L 个符号, 由于包含了 ISI, 要先将其从接收数据序列的每个 OFDM 帧中去除 (RCP), 如图 7.15 中 RCP 框所示, 该运算是由 CP 移除矩阵来实现, 定义为

$$\tilde{\mathbf{Z}} = [\mathbf{O}_{G_c \times L}, \mathbf{I}_P] \quad (7.92)$$

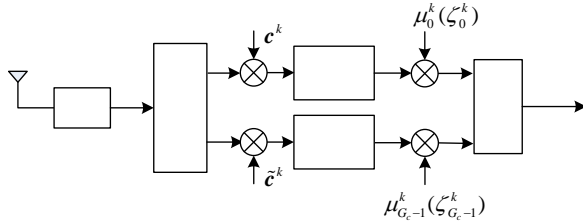


图 7.15 MIMO-OFDM-CDMA 系统的单天线接收框图

CP 去除之后, 与接收数据对应的 P 个子载波分量被解调, 该运算由 G_c 点 FFT 完成, 使用的子载波频率集与发送端使用的相同。然后将解调信号送到空时 (ST) 译码器去译码。最后对 ST 译码器的输出加权、求和, 产生判决变量。

在前向链路中, 当所有的用户从相同的天线发送数据时, 经历相同的频率选择性信道。假设 N 个用户在 Tx1、Tx2 与 Rx 之间的共同信道可等效为两个 FIR 滤波器, 系数分别为:

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= [h(1), h(2), \dots, h(M), \mathbf{O}_{(G_c-M) \times 1}]^T \\ \tilde{\mathbf{h}} &= [\tilde{h}(1), \tilde{h}(2), \dots, \tilde{h}(M), \mathbf{O}_{(G_c-M) \times 1}]^T \end{aligned} \quad (7.93)$$

式 (7.93) 中, 在 \mathbf{h} 和 $\tilde{\mathbf{h}}$ 后面添加了 $G_c - M$ 个零, 使得总长度与子载波的数目 G_c 相同。

当通过频率选择性信道传送数据时, 接收机的接收信号是发送数据与信道脉冲响应的线性卷积。由于线性卷积在频域中可看成是简单的乘法运算, 因此定义信道 \mathbf{h} 和 $\tilde{\mathbf{h}}$ 的频率响应分别为:

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= \mathbf{F}\mathbf{h} = [g(0), g(1), \dots, g(G_c - 1)]^T \\ \tilde{\mathbf{g}} &= \mathbf{F}\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{g}(0), \tilde{g}(1), \dots, \tilde{g}(G_c - 1)]^T \end{aligned} \quad (7.94)$$

式 (7.94) 中, \mathbf{F} 表示 $G_c \times G_c$ 的 FFT 矩阵, 它的第 (q, p) 项元素如下:

$$[\mathbf{F}]_{q,p} = \frac{1}{\sqrt{G_c}} \exp(-j2\pi qf_p), \quad q = 0, 1, \dots, G_c - 1, p = 0, 1, \dots, G_c - 1 \quad (7.95)$$

因此, 当 $s^k(n)$ 通过 \mathbf{h} 发送, 接收到的无噪声信号经过 FFT 后变成[参考 (7.83) 式]:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}^k(n) &= [y_0^k(n), y_1^k(n), \dots, y_{G_c-1}^k(n)]^T \\ &= [b^k(n)c_0^k g(0), b^k(n)c_1^k g(1), \dots, b^k(n)c_{G_c-1}^k g(G_c - 1)]^T \end{aligned} \quad (7.96)$$

由于 IFFT 是在发射机中完成, FFT 在接收机中进行, 因此经过 FFT 之后, 接收机中对

接收信号的处理主要由用户信号与子信道复增益在频域中的乘法运算组成。

利用第 k 个用户的扩频码序列 $\mathbf{c}^{(k)}$ 定义一个 $G_c \times G_c$ 维的对角矩阵如下：

$$\mathbf{C}^k = \text{diag}[\mathbf{c}_0^k, \mathbf{c}_1^k, \dots, \mathbf{c}_{G_c-1}^k] \quad (7.97)$$

于是式 (7.96) 变成：

$$\mathbf{Y}^k(n) = \mathbf{b}^k(n) \mathbf{C}^k \mathbf{F} \mathbf{h} \quad (7.98)$$

对于通过天线 Tx1 发送的 N 个用户信息，接收到相应的无噪声信号可表示为：

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(n) &= \sum_{k=1}^N \mathbf{Y}^k(n) \\ &= \sum_{k=1}^N \mathbf{C}^k \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{b}^k(n) \end{aligned} \quad (7.99)$$

令 $\tilde{\mathbf{C}}^k$ 为 \mathbf{C}^k 的对等矩阵，它与天线 Tx2 有关，定义为：

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{C}}^k &= [\mathbf{C}^k \quad \tilde{\mathbf{C}}^k] \in \mathbb{R}^{N \times 2N} \\ \bar{\mathbf{H}} &= \text{diag}[\mathbf{F} \mathbf{h} \quad \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h}] \in \mathbb{C}^{2G_c \times G_c} \\ \bar{\mathbf{b}}^k(n) &= [\mathbf{b}^k(n) \quad \tilde{\mathbf{b}}^k(n)]^T \end{aligned} \quad (7.100)$$

来自两根发送天线的数据加上信道噪声具有下列形式：

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \sum_{k=1}^N [\mathbf{C}^k \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{b}^k(n) + \tilde{\mathbf{C}}^k \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h} \tilde{\mathbf{b}}^k(n)] + \mathbf{v}(n) \\ &= \sum_{k=1}^N \bar{\mathbf{C}}^{(k)} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{b}}^{(k)}(n) + \mathbf{v}(n) \end{aligned} \quad (7.101)$$

式 (7.101) 中， $\mathbf{v}(n) = [v_0(n) \ v_1(n) \ \dots \ v_{G_c-1}(n)]^T$ 代表元素是零均值、方差为 σ_v^2 的噪声矢量。

结合在发射端使用的空时编码方案，考虑在接收机中接收两个连续的数据采样，有：

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \sum_{k=1}^N [\mathbf{C}^k \mathbf{g} \mathbf{b}^k(n) + \tilde{\mathbf{C}}^k \tilde{\mathbf{g}} \tilde{\mathbf{b}}^k(n)] + \mathbf{v}(n) \\ \mathbf{w}(n+1) &= \sum_{k=1}^N [-\mathbf{C}^k \mathbf{g} (\tilde{\mathbf{b}}^k(n))^* + \tilde{\mathbf{C}}^k \tilde{\mathbf{g}} (\mathbf{b}^k(n))^*] + \mathbf{v}(n+1) \end{aligned} \quad (7.102)$$

从式 (7.102) 中，可以得到第 p 个子载波在时刻 n 和 $n+1$ 的接收信号：

$$\begin{aligned} w_p(n) &= \sum_{k=1}^N [g(p) \mathbf{c}_p^k \mathbf{b}^k(n) + \tilde{g}(p) \tilde{\mathbf{c}}_p^k \tilde{\mathbf{b}}^k(n)] + v_p(n) \\ w_p^*(n+1) &= \sum_{k=1}^N [\tilde{g}^*(p) \tilde{\mathbf{c}}_p^k \mathbf{b}^k(n) - g^*(p) \mathbf{c}_p^k \tilde{\mathbf{b}}^k(n)] + v_p^*(n+1) \end{aligned} \quad (7.103)$$

定义 $\tilde{\mathbf{w}}_p(n) = [w_p(n), w_p^*(n+1)]^T$ ，那么

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{w}}_p(n) &= \sum_{k=1}^N \left\{ \begin{bmatrix} g(p) \mathbf{c}_p^k \\ \tilde{g}^*(p) \tilde{\mathbf{c}}_p^k \end{bmatrix} \mathbf{b}^k(n) + \begin{bmatrix} \tilde{g}(p) \tilde{\mathbf{c}}_p^k \\ -g^*(p) \mathbf{c}_p^k \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{b}}^k(n) \right\} + \begin{bmatrix} v_p(n) \\ v_p^*(n+1) \end{bmatrix} \\ &= \sum_{k=1}^N \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{c}_p^k & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{c}}_p^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g(p) \\ \tilde{g}^*(p) \end{bmatrix} \mathbf{b}^k(n) + \begin{bmatrix} 0 & \tilde{\mathbf{c}}_p^k \\ -\mathbf{c}_p^k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g^*(p) \\ \tilde{g}(p) \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{b}}^k(n) \right\} + \begin{bmatrix} v_p(n) \\ v_p^*(n+1) \end{bmatrix} \\ &= \sum_{k=1}^N \{ \mathbf{C}_p^k \tilde{\mathbf{g}}(p) \mathbf{b}^k(n) + \tilde{\mathbf{C}}_p^k \tilde{\mathbf{g}}^*(p) \tilde{\mathbf{b}}^k(n) \} + \tilde{\mathbf{v}}(n) \\ &= \sum_{k=1}^N \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{C}_p^k & \tilde{\mathbf{C}}_p^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{g}(p) & 0 \\ 0 & \tilde{g}^*(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}^k(n) \\ \tilde{\mathbf{b}}^k(n) \end{bmatrix} \right\} + \tilde{\mathbf{v}}(n) \end{aligned} \quad (7.104)$$

不失一般性，令第一个用户为首要检测的用户。于是把 $\tilde{\mathbf{w}}_p(n)$ 改写为

$$\tilde{\mathbf{w}}_p(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_p^1 & \tilde{\mathbf{C}}_p^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{g}(p) & 0 \\ 0 & \tilde{g}^*(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}^1(n) \\ \tilde{\mathbf{b}}^1(n) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{i}}(n) \quad (7.105)$$

如果第 p 个子载波的复信道系数: $h(p)$ 和 $\tilde{h}(p)$ 在接收端有效, 利用式 (7.94) 给出的 FFT 表示式, 可以得到信道的频率响应 $g(p)$ 和 $\tilde{g}(p)$, 这样通过简单的矩阵乘法可以解调 $\tilde{\mathbf{w}}_p(n)$ 。

令 $[\mathbf{c}_p^1, \tilde{\mathbf{c}}_p^1]^\dagger$ 表示 $[\mathbf{c}_p^1, \tilde{\mathbf{c}}_p^1]$ 的伪逆, 于是有:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{w}}_p(n) &= \begin{bmatrix} \tilde{g}(p) & 0 \\ 0 & \tilde{g}^*(p) \end{bmatrix}^H [\mathbf{c}_p^1 & \tilde{\mathbf{c}}_p^1]^\dagger [\mathbf{c}_p^1 & \tilde{\mathbf{c}}_p^1] \begin{bmatrix} \tilde{g}(p) & 0 \\ 0 & \tilde{g}^*(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b^1(n) \\ \tilde{b}^1(n) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{i}}(n) \\ &= \begin{bmatrix} |g(p)|^2 + |\tilde{g}(p)|^2 & 0 \\ 0 & |g(p)|^2 + |\tilde{g}(p)|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b^1(n) \\ \tilde{b}^1(n) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{i}}(n)\end{aligned}\quad (7.106)$$

从式 (7.106) 中可以看出第 p 个子载波, $p=0,1,\dots, G_c-1$, 取得的分集增益的阶次为 2。

(3) 接收信号的处理

在上述 OFDM-CDMA 接收机中, 要把接收到的信号进行有效的合并。在某种意义上说, 对于频率非选择性信道中的信息传输, 接收机总是能够收集分散在频域中全部子载波上接收信号的所有能量^[116]。然而, 当信号通过频率选择性信道传输时, 各个子载波对用户的信号具有不同的衰减, 每个子载波的频率和相位偏移也可能不相同。即使在前向链路中使用正交扩频码来减少多用户干扰 (MUI), 当发送信号通过频率选择性信道时, 不同用户之间的正交性要遭到破坏, 结果也要产生 MUI, 为了有效地抑制 OFDM-CDMA 系统的 MUI, 提出了几种信号合并方案。

本小节中, 针对 MIMO-OFDM-CDMA 系统, 利用两种标准的单用户信号合并方案, 即最大比合并 (MRC) 和等增益合并 (EGC), 对接收信号进行有效合并。在单用户 MIMO-OFDM-CDMA 接收机中, 基于每个子载波使用这两种合并技术完成信号的合并。作为比较, 也给出了基于最小均方误差准则 (MMSE) 的多用户检测方案。

(1) 空时译码

如图 7.15 所示, 接收信号解调之后, 经过 FFT 运算和解扩, 再由空时译码器基于每个子载波译码。不失一般性, 假设第一个用户为首先检测的用户。考虑接收机中的第 p 个子载波, 由于子载波之间的正交性和 CP 的使用, 可以假定第 p 个子载波上不存在符号间干扰 (ISI)。从式 (7.103), 分别得到第 p 个子载波在两个连续的时刻 n 和 $n+1$ 的输出如下:

$$\tilde{\mathbf{w}}_p(n) = [w_p(n), w_p^*(n+1)]^T \quad (7.107)$$

式 (7.107) 中

$$\begin{aligned}w_p(n) &= [g(p)c_p^1 b^1(n) + \tilde{g}(p)\tilde{c}_p^1 \tilde{b}^1(n)] + \\ &\quad \sum_{k=2}^N [g(p)c_p^k b^k(n) + \tilde{g}(p)\tilde{c}_p^k \tilde{b}^k(n)] + v_p(n) \\ w_p^*(n+1) &= [\tilde{g}^*(p)\tilde{c}_p^1 b^1(n) - g^*(p)c_p^1 \tilde{b}^1(n)] + \\ &\quad \sum_{k=2}^N [\tilde{g}^*(p)\tilde{c}_p^k b^k(n) - g^*(p)c_p^k \tilde{b}^k(n)] + v_p^*(n+1)\end{aligned}\quad (7.108)$$

空时译码器的作用就好像是输入为 $\tilde{\mathbf{w}}_p(n)$ 的一个线性滤波器。令

$$\mathbf{Y}_p = [\alpha_p \quad \beta_p]^T = \left[\frac{g^*(p)}{\sqrt{G(p)}} \frac{\tilde{g}(p)}{\sqrt{G(p)}} \right]^T \quad (7.109)$$

为第 p 个子载波上的数据 $b^1(n)$ 译码的滤波器系数矢量, 式 (7.109) 中 $G(p) = |g(p)|^2 + |\tilde{g}(p)|^2$ 。

类似地, 第 p 个子载波的数据 $\tilde{b}^1(n)$ 译码的滤波器系数矢量可定义为:

$$\tilde{\mathbf{r}}_p = [\tilde{\alpha}_p \quad \tilde{\beta}_p]^T = \left[\frac{\tilde{g}^*(p) - g(p)}{\sqrt{G(p)}} \right]^T \quad (7.110)$$

于是在时刻 n , 空时译码器的输出可以表示为 $\mathbf{r}_p(n) = [r_p^1(n), r_p^2(n)]^T$, 其中

$$\begin{aligned} r_p^1(n) &= \alpha_p w_p(n) \\ &= \frac{1}{\sqrt{G(p)}} |g(p)|^2 c_p^1 b^1(n) + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g^*(p) \tilde{g}(p) \tilde{c}_p^1 \tilde{b}^1(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^N \left[\frac{1}{\sqrt{G(p)}} |g(p)|^2 c_p^k b^k(n) + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g^*(p) \tilde{g}(p) \tilde{c}_p^k \tilde{b}^k(n) \right] \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g^*(p) v_p(n) \end{aligned} \quad (7.111)$$

$$\begin{aligned} r_p^2(n) &= \beta_p w_p^*(n+1) \\ &= \frac{1}{\sqrt{G(p)}} |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^1 b^1(n) - \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g^*(p) \tilde{g}(p) c_p^1 \tilde{b}^1(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^N \left[\frac{1}{\sqrt{G(p)}} |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^k b^k(n) - \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g^*(p) \tilde{g}(p) c_p^k \tilde{b}^k(n) \right] \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \tilde{g}(p) v_p^*(n+1) \end{aligned} \quad (7.112)$$

类似的, 在时刻 $n+1$, 空时译码器的输出可以表示为: $\mathbf{r}_p(n+1) = [r_p^1(n+1), r_p^2(n+1)]^T$,

其中

$$\begin{aligned} r_p^1(n+1) &= \tilde{\alpha}_p w_p(n) \\ &= \frac{1}{\sqrt{G(p)}} |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^1 \tilde{b}^1(n) + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g(p) \tilde{g}^*(p) c_p^1 b^1(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^N \left[\frac{1}{\sqrt{G(p)}} |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^k \tilde{b}^k(n) + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g(p) \tilde{g}^*(p) c_p^k b^k(n) \right] \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \tilde{g}^*(p) v_p(n) \end{aligned} \quad (7.113)$$

$$\begin{aligned} r_p^2(n+1) &= \tilde{\beta}_p w_p^*(n+1) \\ &= \frac{1}{\sqrt{G(p)}} |\tilde{g}(p)|^2 c_p^1 \tilde{b}^1(n) - \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g(p) \tilde{g}^*(p) \tilde{c}_p^1 b^1(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^N \left[\frac{1}{\sqrt{G(p)}} |g(p)|^2 c_p^k \tilde{b}^k(n) - \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g(p) \tilde{g}^*(p) \tilde{c}_p^k b^k(n) \right] \\ &\quad - \frac{1}{\sqrt{G(p)}} g(p) v_p^*(n+1) \end{aligned} \quad (7.114)$$

利用下面将要讨论的信号合并技术, 将译码器的输出 $\mathbf{r}_p(n)$ 和 $\mathbf{r}_p(n+1)$ 进行合并, 产生判决变量。

(2) 单用户相干信号的合并方案

首先对空时译码器的输出 $\mathbf{r}_p(n)$ 和 $\mathbf{r}_p(n+1)$ 分别进行加权, 然后进行合并, 以提供判决变量。令 $\boldsymbol{\mu}_p = [\mu_p^1 \ \mu_p^2]^T$ 和 $\boldsymbol{\xi}_p = [\xi_p^1 \ \xi_p^2]^T$ 为第 p 个子载波的增益矢量, 得到的判决变量如下:

$$\begin{cases} \lambda = \sum_{p=0}^{G_c-1} \boldsymbol{\mu}_p^T \mathbf{r}_p(n), & \text{当检测数据: } b^1(n) \text{ 时,} \\ \tilde{\lambda} = \sum_{p=0}^{G_c-1} \boldsymbol{\xi}_p^T \mathbf{r}_p(n+1), & \text{当检测数据: } \tilde{b}^1(n) \text{ 时,} \end{cases} \quad (7.115)$$

下面将考虑两种标准的相干信号合并方案, 即最大比合并 (MRC) 和等增益合并 (EGC), 假定在发射端使用正交扩频码。

① 最大比值合并

对于 MRC 方案, $\mathbf{r}_p(n)$ 的增益矢量 $\boldsymbol{\mu}_p$ 如下:

$$\boldsymbol{\mu}_p = [\sqrt{G(p)} c_p^1 \ \sqrt{G(p)} \tilde{c}_p^1]^T \quad (7.116)$$

类似的, $\mathbf{r}_p(n+1)$ 的增益矢量 $\boldsymbol{\xi}_p$ 为

$$\boldsymbol{\xi}_p = [\sqrt{G(p)} \tilde{c}_p^1 \ \sqrt{G(p)} c_p^1]^T \quad (7.117)$$

于是得到 MRC 的输出为

$$\begin{aligned} \gamma_p &= \boldsymbol{\mu}_p^T \mathbf{r}_p(n) \\ &= \tilde{g}(p) b^1(n) + i_p(n) + [g^*(p) c_p^1 v_p(n) + \tilde{g}(p) \tilde{c}_p^{(1)} v_p^*(n+1)] \\ \tilde{\gamma}_p &= \boldsymbol{\xi}_p^T \mathbf{r}_p(n+1) \\ &= \tilde{g}(p) b^1(n) + \tilde{i}_p(n) + [\tilde{g}^*(p) \tilde{c}_p^{(1)} v_p(n) - g(p) c_p^{(1)} v_p^*(n+1)] \end{aligned} \quad (7.118)$$

式 (7.118) 中, $i_p(n)$ 和 $\tilde{i}_p(n)$ 分别为来自其余 $N-1$ 个用户的干扰:

$$\begin{aligned} i_p(n) &= \sum_{k=2}^N (|g(p)|^2 c_p^1 c_p^k + |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^1 \tilde{c}_p^k) b^k(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^K g^*(p) \tilde{g}(p) (c_p^1 \tilde{c}_p^k - \tilde{c}_p^1 c_p^k) \tilde{b}^k(n) \\ \tilde{i}_p(n) &= \sum_{k=2}^N (|g(p)|^2 c_p^1 c_p^k + |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^1 \tilde{c}_p^k) \tilde{b}^k(n) \\ &\quad + \sum_{k=2}^K g^*(p) \tilde{g}(p) (\tilde{c}_p^1 c_p^k - c_p^1 \tilde{c}_p^k) b^k(n) \end{aligned} \quad (7.119)$$

于是 MRC 的判决变量为

$$\begin{aligned}
\lambda &= \sum_{p=0}^{G_c-1} \gamma_p \\
&= b^1(n) \sum_{p=0}^{G_c-1} \tilde{g}(p) + I_p + \sum_{p=0}^{G_c-1} \left[g^*(p) c_p^1 v_p(n) + \tilde{g}(p) \tilde{c}_p^1 v_p^*(n+1) \right] \\
\tilde{\lambda} &= \sum_{p=0}^{G_c-1} \tilde{\gamma}_p \\
&= b^1(n) \sum_{p=0}^{G_c-1} \tilde{g}(p) + \tilde{I}_p + \sum_{p=0}^{G_c-1} \left[\tilde{g}^*(p) \tilde{c}_p^1 v_p(n) - g(p) c_p^1 v_p^*(n+1) \right]
\end{aligned} \tag{7.120}$$

式 (7.120) 中 $I_p = \sum_{p=0}^{G_c-1} i_p(n)$, $\tilde{I}_p = \sum_{p=1}^{G_c-1} \tilde{i}_p(n)$ 。

值得注意的是如果系统中只有一个用户, 则最大似然比译码器便退化为 MRC^[85]。因此, MRC 能使只有一个用户系统的误比特率最小。

② 等增益合并

对于 EGC 方案, 第 p 个子载波的 $\mathbf{r}_p(n)$ 的增益因子 $\boldsymbol{\mu}_p$ 如下:

$$\boldsymbol{\mu}_p = \begin{bmatrix} c_p^1 & \tilde{c}_p^1 \end{bmatrix}^T \tag{7.121}$$

类似地, 可得到 $\mathbf{r}_p(n+1)$ 的增益因子 $\boldsymbol{\xi}_p$ 为

$$\boldsymbol{\xi}_p = \begin{bmatrix} \tilde{c}_p^1 & c_p^1 \end{bmatrix}^T \tag{7.122}$$

于是 EGC 的输出如下:

$$\begin{aligned}
\gamma_p &= \boldsymbol{\mu}_p^T \mathbf{r}_p(n) \\
&= \sqrt{G(p)} b^1(n) + i_p(n) + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \left[g^*(p) c_p^1 v_p(n) + \tilde{g}(p) \tilde{c}_p^1 v_p^*(n+1) \right] \\
\tilde{\gamma}_p &= \boldsymbol{\xi}_p^T \mathbf{r}_p(n+1) \\
&= \sqrt{G(p)} b^1(n) + \tilde{i}_p(n) + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \left[\tilde{g}^*(p) \tilde{c}_p^1 v_p(n) - g(p) c_p^1 v_p^*(n+1) \right]
\end{aligned} \tag{7.123}$$

式 (7.123) 中

$$\begin{aligned}
i_p(n) &= \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \sum_{k=2}^N \left(|g(p)|^2 c_p^1 c_p^k + |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^1 \tilde{c}_p^k \right) b^k(n) \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \sum_{k=2}^N g^*(p) \tilde{g}(p) \left(c_p^1 \tilde{c}_p^k - \tilde{c}_p^1 c_p^k \right) \tilde{b}^k(n) \\
\tilde{i}_p(n) &= \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \sum_{k=2}^N \left(|g(p)|^2 c_p^1 c_p^k + |\tilde{g}(p)|^2 \tilde{c}_p^1 \tilde{c}_p^k \right) \tilde{b}^k(n) \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{G(p)}} \sum_{k=2}^N g^*(p) \tilde{g}(p) \left(\tilde{c}_p^1 c_p^k - c_p^1 \tilde{c}_p^k \right) b^k(n)
\end{aligned} \tag{7.124}$$

利用上述给出的 γ_p 和 $\tilde{\gamma}_p$, 可以得到下列判决变量:

$$\begin{aligned}
 \lambda &= \sum_{p=0}^{G_c-1} \gamma_p \\
 &= b^1(n) \sum_{p=0}^{G_c-1} \sqrt{G(p)} + I_p + \sum_{p=0}^{G_c-1} \frac{g^*(p) c_p^1 v_p(n) + \tilde{g}(p) \tilde{c}_p^1 v_p^*(n+1)}{\sqrt{G(p)}} \\
 \tilde{\lambda} &= \sum_{p=0}^{G_c-1} \tilde{\gamma}_p \\
 &= b^1(n) \sum_{p=0}^{G_c-1} \sqrt{G(p)} + \tilde{I}_p + \sum_{p=0}^{G_c-1} \frac{\tilde{g}^*(p) \tilde{c}_p^1 v_p(n) - g(p) c_p^1 v_p^*(n+1)}{\sqrt{G(p)}}
 \end{aligned} \tag{7.125}$$

式 (7.125) 中, $I_p = \sum_{p=0}^{G_c-1} i_p(n)$, $\tilde{I}_p = \sum_{p=0}^{G_c-1} \tilde{i}_p(n)$ 。

(3) 基于最小均方误差准则的多用户接收机

到目前为止, 已讨论了 MIMO-OFDM-CDMA 系统的两种接收信号合并方案, 这两种方案都是基于单个子载波, 即信号合并是针对每个子载波独立进行的, 判决变量也是依据所有子载波的输出之和产生的。最近为提高 OFDM-CDMA 系统的接收性能引入了多用户检测技术^[137~139]。在本小节中, 基于 MMSE 准则, 同时利用所有子载波上接收到的信号, 讨论 MIMO-OFDM-CDMA 系统的多用户接收原理。

① MMSE 多用户接收机

首先分别定义下列矩阵:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{G} &= \text{diag}[g(0) \ g(1) \ \cdots \ g(G_c - 1)] \in \mathbb{C}^{G_c \times G_c} \\
 \mathbf{C} &= [\mathbf{c}^1 \ \mathbf{c}^2 \ \cdots \ \mathbf{c}^N] \in \mathbb{R}^{G_c \times N} \\
 \mathbf{b}(n) &= [b^1(n) \ b^2(n) \ \cdots \ b^N(n)]^T
 \end{aligned} \tag{7.126}$$

于是对于所有 N 个用户, 式 (7.98) 相应地写成:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}(n) &= \sum_{k=1}^N \begin{bmatrix} b^k(n) c_0^k g(0) \\ \vdots \\ b^k(n) c_{G_c-1}^k g(G_c - 1) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} g(0) & & \\ & \ddots & \\ & & g(G_c - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0^1 & \cdots & c_0^N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{G_c-1}^1 & \cdots & c_{G_c-1}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b^1(n) \\ \vdots \\ b^N(n) \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{G} \mathbf{C} \mathbf{b}(n)
 \end{aligned} \tag{7.127}$$

来自两根发射天线的接收信号为

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{G} \mathbf{C} \mathbf{b}(n) + \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{b}}(n) + \mathbf{v}(n) \tag{7.128}$$

式 (7.128) 中, $\tilde{\mathbf{G}}$, $\tilde{\mathbf{C}}$ 和 $\tilde{\mathbf{b}}$ 与 Tx2 有关, 定义方式分别与 \mathbf{G} , \mathbf{C} 和 \mathbf{b} 一样。在接收机中, 分别接收下列两组连续的信号样点:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}(n) &= \mathbf{G} \mathbf{C} \mathbf{b}(n) + \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{b}}(n) + \mathbf{v}(n) \\
 \mathbf{w}(n+1) &= -\mathbf{G} \mathbf{C} \tilde{\mathbf{b}}^*(n) + \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{b}^*(n) + \tilde{\mathbf{v}}(n+1)
 \end{aligned} \tag{7.129}$$

定义

$$\tilde{\mathbf{w}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}^H(n) & \mathbf{w}^H(n+1) \end{bmatrix}^H \tag{7.130}$$

然后, 利用实数值的扩频矩阵 \mathbf{C} 和 $\tilde{\mathbf{C}}$, 将式 (7.129) 代入式 (7.130) 可得:

$$\tilde{\mathbf{w}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{G}\mathbf{C} & \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{C}} \\ \tilde{\mathbf{G}}^*\tilde{\mathbf{C}} & -\mathbf{G}^*\mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}(n) \\ \tilde{\mathbf{b}}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}(n) \\ \mathbf{v}^*(n+1) \end{bmatrix} \quad (7.131)$$

式 (7.131) 中, $\tilde{\mathbf{G}}$ 的维数是 $2G_c \times 2N$ 。

假定第一个用户为检测用户, 定义第一个用户在时刻 n 的发射数据为

$$\mathbf{b}^1(n) = [\mathbf{b}^1(n) \ \tilde{\mathbf{b}}^1(n)]^T \quad (7.132)$$

MMSE 接收机使下列均方误差最小^[140]:

$$\Theta_{\text{MMSE}} = \arg \min_{\Theta \in \mathbb{C}^{2G_c \times 2}} E \left\{ \|\Theta^H \tilde{\mathbf{w}}(n) - \mathbf{b}^1(n)\|^2 \right\} \quad (7.133)$$

式 (7.133) 的解为

$$\Theta_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}}^{-1} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}\mathbf{b}} \quad (7.134)$$

式 (7.134) 中, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}} = E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\tilde{\mathbf{w}}^H(n)\}$, 且 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}\mathbf{b}}$ 为 $\tilde{\mathbf{w}}(n)$ 和 $\mathbf{b}^1(n)$ 之间的协方差, 表示如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}\mathbf{b}} &= E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)(\mathbf{b}^1(n))^H\} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}\mathbf{c}^1 & \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{c}}^1 \\ \tilde{\mathbf{G}}^*\tilde{\mathbf{c}}^1 & -\mathbf{G}^*\mathbf{c}^1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.135)$$

当信道的状态信息在接收端已知时, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}}$ 也可以从下式得到:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{w}}} &= E\{\hat{\tilde{\mathbf{G}}}\tilde{\mathbf{b}}(n)\tilde{\mathbf{b}}^H(n)\hat{\tilde{\mathbf{G}}}^H\} + \hat{\sigma}_v^2 \mathbf{I} \\ &= \hat{\tilde{\mathbf{G}}} \hat{\tilde{\mathbf{G}}}^H + \hat{\sigma}_v^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (7.136)$$

式 (7.136) 中, $\hat{\tilde{\mathbf{G}}}$ 可以根据信道的估计值 $\hat{\mathbf{h}}$ 和 $\hat{\tilde{\mathbf{h}}}$ 计算出来, $\hat{\sigma}_v^2$ 是信道噪声方差的估计值:

$$\hat{\sigma}_v^2 = \frac{1}{2(G_c - N)} \sum_{i=0}^{2(G_c - N) - 1} \eta_i \quad (7.137)$$

式 (7.137) 中, $\eta_i, i=0,1,\dots,2(G_c - N)-1$ 是 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}}$ 最后 $2(G_c - N)$ 个特征值, 可从 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}}$ 的特征值分解 (EVD) 得到, 或者从下列采样值的估计中得到:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{w}}} = \frac{1}{N_{\tilde{\mathbf{w}}}} \sum_{n=1}^{N_{\tilde{\mathbf{w}}}-1} \tilde{\mathbf{w}}(n)\tilde{\mathbf{w}}^H(n) \quad (7.138)$$

式 (7.138) 中, $N_{\tilde{\mathbf{w}}}$ 为接收机采集的数据样点 $\tilde{\mathbf{w}}(n)$ 的数目。

② MMSE 接收机的输出信干噪比

为了评估 MMSE 多用户接收机的性能, 计算输出信号与噪声和干扰之比 (SINR)。再次假定第一个用户为首先检测的用户。

重写式 (7.127) 给出的 $\mathbf{y}(n)$ 如下:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{G}\mathbf{c}^1\mathbf{b}^1(n) + \mathbf{G}\mathbf{C}_{N-1}\mathbf{b}_{N-1}(n) \quad (7.139)$$

式 (7.139) 中, $\mathbf{C}_{N-1} \in \mathbb{C}^{G_c \times (N-1)}$, 由 \mathbf{C} 中后 $N-1$ 列构成, 包含其他 $N-1$ 个用户的扩频码。 $\mathbf{b}_{N-1}(n)$ 为对应用户的数据矢量。于是 $\tilde{\mathbf{w}}(n)$ 变为:

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{w}}(n) &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}\mathbf{c}^1 b^1(n) & \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{c}}^1 \tilde{b}^1(n) \\ \tilde{\mathbf{G}}^* \mathbf{c}^1 b^1(n) & -\mathbf{G}^* \tilde{\mathbf{c}}^1 \tilde{b}^1(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{G}\mathbf{C}_{N-1} b_{N-1}(n) & \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{C}}_{N-1} \tilde{b}_{N-1}(n) \\ \tilde{\mathbf{G}}^* \mathbf{C}_{N-1} b_{N-1}(n) & -\mathbf{G}^* \tilde{\mathbf{C}}_{N-1} \tilde{b}_{N-1}(n) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{v}}(n) \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \tilde{\mathbf{G}}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^1 \\ \tilde{\mathbf{c}}^1 \end{bmatrix} b^1(n) + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}} & -\mathbf{G}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{c}}^1 \\ \mathbf{c}^1 \end{bmatrix} \tilde{b}^1(n) + \\
 &\quad \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \tilde{\mathbf{G}}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{N-1} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{N-1} \end{bmatrix} b_{N-1}(n) + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}} & -\mathbf{G}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}_{N-1} \\ \mathbf{C}_{N-1} \end{bmatrix} \tilde{b}_{N-1}(n) + \tilde{\mathbf{v}}(n)
 \end{aligned} \tag{7.140}$$

把式 (7.134) 的 Θ_{MMSE} 应用于上述给出的 $\tilde{\mathbf{w}}(n)$, 在 MMSE 接收机中产生三个部分的输出: 检测到的数据符号, 来自其他用户的干扰和信道噪声。假定用户符号之间是独立的, 且用户信息与信道噪声是不相关的, 信道噪声为白高斯噪声。于是 MMSE 接收机输出端的总的信号功率如下:

$$P_S = \text{tr} \left\{ \Theta_{MMSE}^H [\mathbf{R}_b + \tilde{\mathbf{R}}_b] \Theta_{MMSE} \right\} \tag{7.141}$$

式 (7.141) 中

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_b &= \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \tilde{\mathbf{G}}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^1 \\ \tilde{\mathbf{c}}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\mathbf{c}^1)^H & (\tilde{\mathbf{c}}^1)^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H & \tilde{\mathbf{G}}^H \end{bmatrix} \\
 \tilde{\mathbf{R}}_b &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}} & -\mathbf{G}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{c}}^1 \\ \mathbf{c}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\tilde{\mathbf{c}}^1)^H & (\mathbf{c}^1)^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}^H & -\mathbf{G}^H \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{7.142}$$

且干扰噪声功率为

$$P_{N-1} = \text{tr} \left\{ \Theta_{MMSE}^H [\mathbf{R}_{N-1} + \tilde{\mathbf{R}}_{N-1} + \sigma_v^2 \mathbf{I}] \Theta_{MMSE} \right\} \tag{7.143}$$

式 (7.143) 中

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{N-1} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \tilde{\mathbf{G}}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{N-1} \\ \tilde{\mathbf{G}}_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{N-1}^H & \tilde{\mathbf{C}}_{N-1}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H & \tilde{\mathbf{G}}^H \end{bmatrix} \\
 \tilde{\mathbf{R}}_{N-1} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}} & -\mathbf{G}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_{N-1} \\ \mathbf{G}_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}_{N-1}^H & \mathbf{C}_{N-1}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}^H & \mathbf{G}^H \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{7.144}$$

因此, MMSE 接收机的输出 SINR 为

$$\begin{aligned}
 \text{SINR} &= \frac{P_S}{P_{N-1}} \\
 &= \frac{\text{tr} \left\{ \Theta_{MMSE}^H [\mathbf{R}_b + \tilde{\mathbf{R}}_b] \Theta_{MMSE} \right\}}{\text{tr} \left\{ \Theta_{MMSE}^H [\mathbf{R}_{N-1} + \tilde{\mathbf{R}}_{N-1} + \sigma_v^2 \mathbf{I}] \Theta_{MMSE} \right\}}
 \end{aligned} \tag{7.145}$$

7.6 小结

本章主要论述了 MIMO 宽带无线通信系统的设计和性能分析问题, 主要包括发送方的信号设计和接收方的信号检测、信号处理方法, 以单用户与多用户两条线索逐步展开。在单用户情形, MIMO 信道的多个输入和多个输出分别对应于多根不同的发射和接收天线或多个不同的子载波。由于传输的数据都来自于单个用户, 在发送方可进行有效的信号设计, 如为了实现信号的更有效接收, 可以根据信道的特征和系统性能的要求, 采取多种方式来使用这些

天线。多根天线可用来提高系统的传输性能，如增加系统的空间分集增益^[29, 69]和提高频谱使用效率等。另一方面，多个子数据流在空间分离的信道上传输可以多路复用，使数据传输速率加倍，而不增加系统的带宽^[60]等。对于宽带传输，必须克服信道的频率选择性衰落对系统性能的影响。OFDM 技术可以有效地解决信道的频率选择性衰落对系统性能的影响。当 MIMO 与 OFDM 技术结合之后，在频率选择性信道中，可以直接应用窄带平坦衰落信道中有关 MIMO 技术的研究结果，极大地提高宽带系统的传输速率，与只采用 MIMO 技术的传输系统相比，还可获取频率分集增益。

在多用户情形，由于传输的数据都来自于不同的用户，加上多根天线、多个子载波，使发送方的信号设计和接收方的信号处理显得异常复杂。对于一般的多用户 MIMO-CDMA 和 MIMO-OFDM-CDMA 方案，发射方和接收方都配有多根天线、多个子载波。而对于多用户 OFDM-CDMA 方案，多个输入和多个输出则对应于多个子载波。这些系统的信号设计具有极高的自由度，一般来说， N_I 个输入和 N_O 个输出可能属于 N_u 个独立的用户信号，如何有效地利用这些通信资源提高系统的性能和降低信号设计复杂性是目前无线通信领域的研究热点之一。对于传统的蜂窝移动无线通信，基站分别协调上行链路（从移动用户到基站）和下行链路（从基站到移动用户）的传输。在上行链路中，由于各个用户分布在不同的地点，通信的发起又是随机的，不太容易建立用户间同步，使信号的设计受到一定的影响。在下行链路中，同步传输比较容易地建立，因为所有的传输数据都来自于同一个发射机。而且，基站可以利用不同用户之间相互作用和它们的信道信息，这样有可能采用复杂的信号设计技术，避免用户之间的相互干扰，使总的发射功率在不同的用户之间得到有效的分配。

第 8 章 虚拟MIMO无线通信技术



本章内容提要

首先概述了虚拟 MIMO 无线通信提出的技术背景,概括了目前虚拟 MIMO 技术涉及的一些基本理论,包括多用户合作通信的基本概念,虚拟 MIMO 技术基本实现原理,以及合作通信系统的基本模型,合作信号三种基本处理方法的特点。其次系统地阐述了基于合作中继的虚拟 MIMO 通信技术,包括合作信道的划分、等效的信道模型以及描述合作通信系统性能的两个重要参数。并归纳了基本的合作中继协议,并在性能上进行了比较。以直接传输为基准,结合合作中继协议,着重分析和比较了基于合作中继的虚拟 MIMO 通信系统的中断性能。最后论述了基于编码合作的虚拟 MIMO 技术实现原理,给出了基于卷积码的编码合作实现方案,分析了基于空时码的编码合作的系统模型和实现结构,并就信道慢衰落和快衰落给出了成对错误概率的估算方法。最后结合 Turbo 码和空时码,给出了性能更好编码合作系统的实现方案。

8.1 引言

MIMO 技术通过采用多根发送和多根接收天线,对抗无线衰落信道的影响,获取空间分集增益,极大地提高了无线通信系统的传输速率和频谱效率。但在某些特定的应用场合,如蜂窝移动通信、无线传感器网络等系统中,终端设备要受到体积、重量、功耗,以及成本等因素的限制,不适合配备多根天线,使 MIMO 技术的应用受到一定的限制。为了解决这类问题,最近提出了“虚拟 MIMO”技术,其主要思想是指多个用户之间可以通过共享各自的天线,构成虚拟的多天线发送和多天线接收的通信系统,即使每个用户只有单根天线,传输信息时只要进行有效的合作 (Cooperation), 也可以实现 MIMO 系统的主要功能。由于各个用户一般在地理位置上相隔一定的距离,也称之为分布式 MIMO 系统。

在多个用户组成的虚拟 MIMO 系统中,用户之间通过有效合作可以获取多用户分集增益,该增益也称为合作分集增益。研究表明^[141, 142],合作分集可以有效地提高系统的传输速率。在某些系统中,即使数据传输率没有得到明显的提高,数据传输的可靠性、稳定性也会得到有效的加强。主要表现为数据传输速率受信道变化的影响较小,传输中断概率和传输误码率能得到相应的减小。在发送功率不变的条件下,可扩大网络的覆盖区域,等效于在网络覆盖面积不变时,能降低基站和移动台的发射功率。总之由多用户合作分集构成的虚拟 MIMO 系统具有单用户独立通信不具备的许多优良性能,因此最近在无线网络中备受关注。

从信息传输的角度看,虚拟 MIMO 技术是以合作通信为基础。通过多个用户的天线形成

虚拟的多天线阵列，但与真正的天线阵列不同，因为通信过程中信息的传递是依靠多个用户转发而共同完成的。它既不同于传统意义上的多天线分集，也不同于以往的无线中继通信，而综合了天线分集和中继通信两者的优点，使现有的单天线无线通信系统在克服信道衰落、阴影效应和拓展电波覆盖范围等方面的性能得到了明显的提升，尤其是在 MIMO 技术的实用化方面开辟了一条新途径，目前已成为无线通信研究领域中的一大热点。

蜂窝移动通信的下行链路中，由三个用户和一个基站构成的虚拟 MIMO 通信系统模型如图 8.1 所示，假定每个用户只配备单根天线，用户 1 到基站的通信通过用户 2 和用户 3 的合作完成，通常参与合作的用户称为合作伙伴。合作通信过程中利用了无线电波的广播特性，让系统中某些用户充当中继台，与发送用户联合传送信息。图 8.1 (a) 中，用户 2 和用户 3 为中继台，用户 1 为信源，两个中继台接收到来自信源的信号后，按合作协议分别做适当的处理，再将处理后的信号连同自己的信号一起发往基站。研究表明这种合作通信方式可以增加系统的容量和/或改善信源和信宿之间的链路可靠性^[143]。例如，如果信源发出的直达信号在信宿受到深度衰落，而通过其他用户中继的信号在信宿同时受到深度衰落的概率较小，信源仍然有很大的机会与信宿进行卓有成效的通信。图 8.1 (b) 描述了合作过程可分多个阶段完成，第一阶段用户 2、用户 3 和基站分别接收来自用户 1 的信号，第二阶段用户 3 将信号发送给用户 2，第三阶段用户 2 和用户 3 分别将信号发往基站。这样中继台和基站都可以从空间分集中获益。总之，当发送信号经历多条传播路径衰落和/或阴影效应时，只要这些衰落和阴影本质上是相互独立的，合作通信便能改善系统的传输性能。而且在其他可能的性能增益之中，合作通信尤其有助于获取多用户分集增益或空间分集增益。

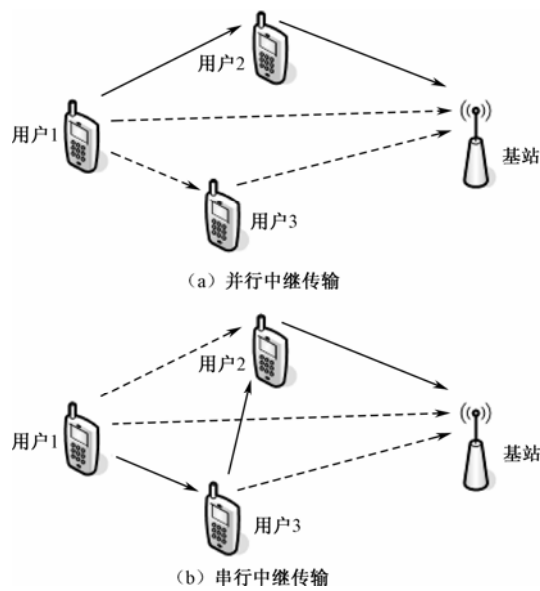


图 8.1 虚拟 MIMO 通信示意图

8.2 虚拟MIMO技术基础

1. 合作通信的基本概念

虚拟 MIMO 技术中，合作通信的基本思想可追溯到 Cover 和 Gamal 关于中继信道容量定

理的论文^[144]。在这篇原创性文章中作者分析了由信源、中继和信宿组成的三节点网络的容量。一般地,无线网络中基于中继台合作的最简单系统模型如图 8.2 所示,假定各节点工作在相同的频带。从信源端,可将合作系统的前半部分看成是一个具有两个输出的广播信道,从信宿端,则可看成是一个具有两个输入的多址接入信道。尽管后来出现在有关合作通信文献中的很多思想都源于论文[144],然而目前合作通信中有许多研究内容已与传统的中继信道有所不同。首先研究内容涉及的面更宽。最近的研究还受到了衰落信道中分集思想的启发,而 Cover 和 Gamal 的研究只限于加性白高斯噪声(AWGN)信道容量的分析。其次,在中继信道中,中继的主要目的是帮助主信道提高传输性能,而合作通信中,是在系统总资源固定的条件下,每个用户充当信源和中继的双重角色,相互合作共同完成信息的传输。因此尽管文献[144]的历史重要性是无可争辩的,但合作通信最近研究的重点已有较大变化。文献[145]已开始研究多个中继的信道模型,而合作通信是多源中继通信概念的推广^[141, 142],其中多个信源可互为中继协助对方传输信息。尽管中继和合作问题在信息理论界研究了多年,但依据一般 Shannon 容量或容量域的基本性能极限问题还没有得到完全解决。但采用多种方法已得到了有关容量域的界。当合作通信应用于实际的无线信道模型时,可证明能使系统多方面的性能得到显著的提高。如增加系统容量或扩大容量域^[146];依据分集增益^[147~149]、分集-多路复用增益的折中^[150, 151]、比特或符号错误概率^[152]来改善系统的可靠性等。合作通信技术的未来应用前景已经激发了通信领域大量的相关研究活动。

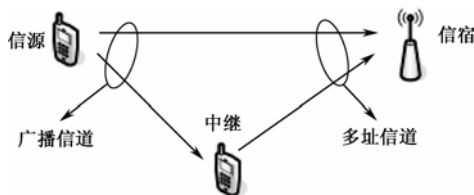


图 8.2 中继通信原理框图

2. 虚拟MIMO技术的基本原理

MIMO 技术的优点已经被广泛接受,甚至某些发射分集方法(例如 Alamouti 设计方案)已列入无线标准^[8, 9]。虚拟 MIMO 技术基于多用户之间的合作通信,而用户可能配备单根或多根天线,合作通信可使单天线用户也能获取 MIMO 系统的空间分集增益。它的基本思想是使单天线的移动台在多用户环境中,通过构造虚拟 MIMO 的方式达到分享其他用户天线的目的。目前该领域已经取得了几个重要的研究结果^[143],为以后广泛深入的研究奠定了基础。

众所周知,无线信道的各种衰落效应会使发射信号在传输的过程中发生显著的变化,但是独立发送相同信号的副本在接收端可产生分集增益,从而能有效地对抗信道衰落的影响。特别地,如果从不同地理位置发送相同的信号,在接收端便可获得独立衰落的信号副本,从而产生空间分集增益。合作通信就是充分利用多用户通信环境,使处在不同地理位置的用户通过合作传送数据的方式来获取空间分集增益。

为了便于解释合作通信的实际含义,重画图 8.2 成图 8.3,图 8.3 中给出了蜂窝移动通信的上行链路中两个移动台合作与基站的通信模型。假定每个移动台只配有单根天线,不能单独实现空间分集增益。然而,一个移动台可接收到另一个移动台发出的信号,并且把“无意中”接收到的信号连同自己的数据一道传递给基站。由于来自两个移动台的衰落路径是统计独立的,因此在基站可以产生空间分集增益,这种分集也称合作分集或多用户分集。

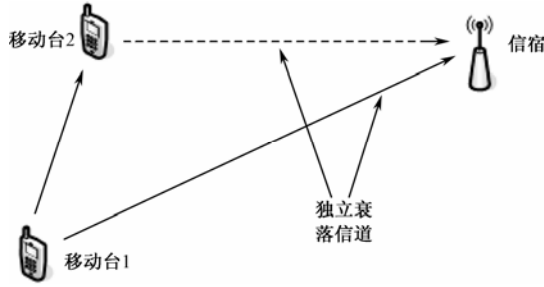


图 8.3 合作通信原理框图

与一般的通信方式相比，合作通信具有一定的特殊性，其中某些问题比较复杂，目前还在研究中。从技术层面看，如合作用户的速率损失、网络中的总干扰、合作伙伴的选择和切换、系统的公平性、对移动台的发射和接收要求等，其中有些问题在本章中将要涉及到，而另一些问题，有兴趣的读者可参考相关文献^[153]，以求更广泛的接触和深入的理解。

1) 系统模型

合作分集的发展是由减轻无线信道衰落影响的需要而推动的，这些影响来自于信道慢时变、频率非选择性多径衰落、大尺度阴影和路径损耗等。由于目前使用中继的无线通信系统中用户不能在同一频率上同时收发信息，它们必须工作在半双工模式。因此在合作通信模型中，除了功率限制之外，还必须附上半双工工作模式的约束条件。

具体地说，当无线网络中存在两个以上（ $N \geq 2$ ）用户时，在某个时刻 n 用户 j 发送一个等效的基带离散时间信号 $s_j(n)$ ，平均功率限制条件为 $\sum_{n=1}^T |s_j[n]|^2 \leq TP_j$ ， $j=1, 2, \dots, N$ ，其中 T 代表采样点数， P_j 为用户 j 的发送功率。结合半双工方式的约束条件，用户 i 在采样时刻 n 的接收信号 $y_i[n]$ 可表示为^[145]：

$$y_i[n] = \begin{cases} \sum_{j \neq i}^N h_{i,j} s_j[n] + w_i[n], & \text{当用户 } i \text{ 在时刻 } n \text{ 接收时} \\ 0, & \text{当用户 } i \text{ 在时刻 } n \text{ 发送时} \end{cases} \quad (8.1)$$

式 (8.1) 中， $h_{i,j}$ 代表了用户 i 和 j 之间信道的频率非选择性、准静态多径衰落、阴影和路径损耗的综合影响， $w_i[n]$ 代表用户 i 的热噪声和接收到的其他干扰。假定 $h_{i,j}$ 在整个发送数据块内是不变的，之所以采用最简单的初始值和假设，是为了更好地突出空间分集的优势。

在准静态条件下，假定接收用户已知信道系数 $h_{i,j}$ ，可通过准确的测量或信道估计来获得，而发送用户未知，或不能加以利用。更确切地说，接收用户 i 已知 $h_{i,j}$ ，而未知 $h_{i',j}$ ， $i' \neq i$ ， $j=1, 2, \dots, N$ 。在概率上，一般用独立复随机变量来描述 $h_{i,j}$ ，对于相隔一定波长的载波，这种描述是合理的。而 $w_i[n]$ 代表均值为零、方差为 N_0 、相互独立的、循环对称的复高斯白噪声序列。另外，为了便于讨论合作分集的有效性，假定各个用户之间取得了理想的同步，而且发送的数据块、工作载波和每个符号都是同步的。

2) 基本的合作信号处理方法

在合作通信系统中，合作用户一般需要对接收信号做一定的处理，然后再转发出去。根据处理方式的不同，一般有放大前传、译码前传以及压缩前传方法。

(1) 放大前传

放大前传（Amplify and Forward, AF）是一种简单的合作信号处理方法。在该方法中，每个合作用户首先接收经信道衰落和噪声干扰的发送信号，然后对接收到的信号进行放大，

再发送给下一个合作用户和/或信宿。信宿依据一定的合并准则处理来自发送方和合作伙伴的信号，并对合并后的信号做出最终判决。尽管该方法在放大信号的同时也放大了噪声，但信宿收到的是发送信号的多个独立衰落的信号副本，从而可对接收信号做出较为准确的判决。

该方法由 Laneman 在文献[147]中提出，文中证明了对于两个用户，AF 方法可获得 2 阶的空间分集增益，这是在大信噪比时可能取得的最好结果。合作用户对接收信号放大时，要受到平均功率条件的约束。

在 AF 方法的理论分析中，往往假定接收方可获得合作用户之间的信道系数，从而可对接收信号做出最佳判决，具体实现时，必须考虑用户间的信道系数的获取和交换方案。另外值得注意的是合作信号的采样、放大以及再发送的具体实现并非如想象的那样简单，需要考虑多址接入问题。总之，AF 可看成是对合作信号的一种线性变换，具有信号处理方法简单、分析方便等特点，对于深入理解合作通信系统的工作原理非常有帮助。

(2) 译码前传

译码前传 (Decode and Forward, DF) 是最接近传统中继通信的一种信号处理方法。在该方法中，合作用户在接收到伙伴发来的信号后，首先要对其进行检测和译码，然后将译码结果重新编码和调制，再发送出去。接收时合作用户可以对整个信号序列进行完全检测，也可以对发送符号逐个进行检测。这种先译码后编码过程可以看成是对接收信号的一种非线性变换，合作用户的正确译码可降低信道噪声对传输信号的影响。

文献[141, 142]给出了译码前传的理论分析和一种简单的码分多址 (CDMA) 实现方案。在该方案中，每两个用户配成一对，相互合作，每个用户有自己的扩频码。假设两个用户的扩频码分别表示为 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 。两个用户的数据比特分别为 $b_1(n)$ 和 $b_2(n)$ ， n 为时间标号。系数 $a_{i,j}$ 表示调制信号的幅度，也可反映合作信号各部分的功率分配。每个信号处理的周期由三个比特间隔组成。用户 1 和用户 2 的信号分别表示为：

$$\begin{aligned} s_1(t) &= a_{11}b_1(1)c_1(t), a_{12}b_1(2)c_1(t), a_{13}b_1(2)c_1(t) + a_{14}\hat{b}_2(2)c_2(t) \\ s_2(t) &= \underbrace{a_{21}b_2(1)c_2(t)}_{\text{间隔 1}}, \underbrace{a_{22}b_2(2)c_2(t)}_{\text{间隔 2}}, \underbrace{a_{23}\hat{b}_1(2)c_1(t) + a_{24}b_2(2)c_2(t)}_{\text{间隔 3}} \end{aligned}$$

从上式可以看出，在第一和第二间隔，每个用户发送自己的比特。然后每个用户检测另一个用户的第二个比特，并做出估计，估计值表示为 \hat{b}_i 。在第三间隔，两个用户分别发送自己的第二比特和伙伴的第二比特的线性组合，并且每个比特分别与自己的扩频码相乘。第一、第二和第三间隔的发送功率是可变的，实际应用时可依据用户之间信道的条件，使每一部分的发送功率达到最佳分配。

在平均功率的约束条件下，可通过系数 $a_{i,j}$ 对功率进行分配。原则上说，当用户之间的信道条件好时，分配给合作的功率多一些。反之，则减少用于合作的功率。

这种信号处理方法，具有简单和适应信道条件的优点。但是必须做几点说明，第一，合作伙伴的译码可能不完全正确，此时合作反而会增加数据比特到达信宿的错误概率。第二，信宿为了进行最佳译码需要知道用户间信道产生错误的特征。

为了避免错误传播问题，Laneman 等人在参考文献[147]中提出了一种混合译码前传方法，即当衰落信道的瞬时信噪比 (SNR) 较高时，用户检测并转发伙伴的数据，当信道的瞬时 SNR 较低时，用户返回到非合作模式，该方法已被证明效果良好，它与参考文献[141, 142]中提出的用系数 $a_{i,j}$ 去适应信道条件变化有所不同。

(3) 压缩前传

压缩前传 (Compress-Forward) 也称估计前传^[144] (Estimate-Forward), 或观测前传^[150] (Observe-Forward), 或量化前传^[154] (Quantize-Forward)。与译码前传不同的是, 合作用户在接收到伙伴发来的信号后, 不需要直接译码, 只要把接收到的信号进行量化压缩, 再发送给下一个伙伴或信宿。信宿将接收到的所有信号合并后, 进行最后译码。译码时可以利用信道的各个不同输出的统计相关性。更确切地说, 为了使信宿能利用边信息译码^[155], 合作用户使用 Wyner-Ziv 定理进行信源编码。

8.3 基于合作中继的虚拟MIMO技术

8.3.1 理论分析基础

1. 合作信道的划分

正如目前大多数无线网络一样, 如蜂窝移动网或无线局域网 (WLAN), 合作通信也将有限的频谱资源划分成许多正交信道, 并把这些信道分配给不同的通信用户, 能使制定的合作通信协议容易与现有的无线网络协议集成。这种方法带来的另一个便利是在发射信号设计时可以把多址信道 (信道中只存在单个接收机) 和干扰信道 (信道中存在多个接收机) 看成是同一类中继信道来处理。而且在理想的条件下, 由于信宿的接收信号不存在各用户的相互干扰, 可以极大地简化接收机的算法设计, 且便于分析系统的中断性能。

以下讨论的合作中继协议, 要求发送方也具有处理接收信号的能力, 然而, 由于目前无线设备在协议实现方面的限制, 合作用户不能工作在全双工模式, 即无线终端不能在相同频带内同时发送和接收信息。因此, 为保证半双工的工作模式, 进一步将每个信道分成正交的子信道。图 8.4 给出了采用时分制的两个用户合作的三种不同的信道划分方法, 图 8.4 (a) 表示用户 1 和用户 2 直接将各自的信号发送给下一个合作伙伴或信宿, 信号传输过程中存在着相互干扰。图 8.4 (b) 表示用户 1 和用户 2 用不同的时隙发送信号, 用户的信号之间不存在干扰。图 8.4 (c) 表示两用户合作中继通信时的一种时隙分配方案。

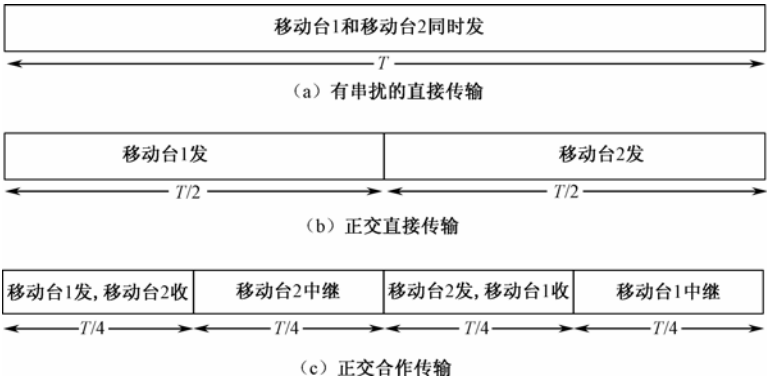


图 8.4 时分制信道分配示意图

2. 等效信道模型

假设无线网络中，有两个终端（移动台 1 和移动台 2）分别向两个信宿发送信息，如图 8.5 所示。在上述合作信道正交划分的条件下，不失一般性，采用时分复用的方式描述信道模型，如用频分复用的方式来描述则会简单些。由于信道分配的对称性，只关注一个“信源”终端 T_s 是如何向对应的信宿传送信息，注意到 T_s 在把该信息发送给“信宿”终端 T_d 时，可能把另一个终端 T_r 作为“中继”，图 8.5 中 $s, r \in \{1, 2\}$ ， $d \in \{1, 2\}$ 。在以下分析中，采用时间分散的等效基带信道模型去描述连续时间信道，并考虑连续 T 次使用信道，假设 T 较大。

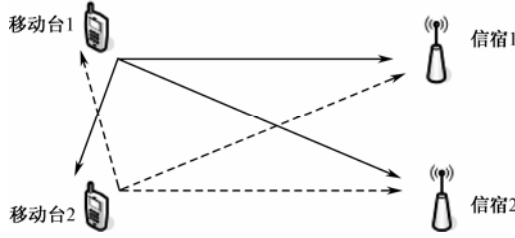


图 8.5 移动台 1 和移动台 2 分别向信宿 1 和信宿 2 发送信息示意图

对于直接传输，信道模型可表示为

$$y_d[n] = h_{s,d}x_s[n] + w_d[n] \quad (8.2)$$

式 (8.2) 中， $x_s[n]$ 为信源发送信号， $y_d[n]$ 为信宿的接收信号， $w_d[n]$ 为接收噪声， $n=1, \dots, T/2$ ，如图 8.4 (b) 所示，另一终端则在 $n=T/2+1, \dots, T$ 时发送信号。直接传输是合作系统性能的比较基准。在基准系统中，每个终端只利用了信道的有效自由度的一半。

对于合作传输，将前 $1/4$ 时间段的信道模型表示成：

$$\begin{cases} y_r[n] = h_{s,r}x_s[n] + w_r[n] \\ y_d[n] = h_{s,d}x_s[n] + w_d[n] \end{cases} \quad (8.3)$$

式 (8.3) 中， $n=1, \dots, T/4$ ， $x_s[n]$ 是信源的发送信号， $y_r[n]$ 和 $y_d[n]$ 分别为中继台和信宿的接收信号。对于第二个 $1/4$ 时间段，信宿的接收信号为：

$$y_d[n] = h_{r,d}x_r[n] + w_d[n] \quad (8.4)$$

式 (8.4) 中， $x_r[n]$ 是中继台的发送信号， $y_d[n]$ 是信宿的接收信号， $n=T/4+1, \dots, T/2$ ，如图 8.4 (c) 所示，在后半时间段，传输的初始设置类似，只要将移动台 1 和移动台 2 所扮演的信源与中继的角色互换一下。可以看到，当信源向信宿发送信号时，只分配到一半的信道自由度，而每个中继台向信宿发送信号只分配到 $1/4$ 的信道自由度。

式 (8.2) 和式 (8.3) 中， $h_{i,j}$ 代表信道的路径损耗、阴影和频率非选择性衰落效应， $w_j[n]$ 代表接收机噪声及其他干扰的影响，其中 $i \in \{s, r\}$ ， $j \in \{r, d\}$ 。假定接收方可通过测量或估计方法获得信道衰落系数的精确值，而发送方完全不知道这些系数，不能加以利用。从概率统计的角度，可把 $h_{i,j}$ 模化成均值为零、方差为 $\sigma_{i,j}^2$ ，相互独立的循环对称复高斯随机变量，而 $w_j[n]$ 也假定是均值为零、方差为 N_0 ，且相互独立的循环对称复高斯随机序列。

3. 两个性能参数的定义

合作传输系统的两个重要性能参数是无衰落时的信噪比和频谱效率。可借助于连续时间信道的一些标准参量来定义这两个性能参数。对于有效带宽为 B Hz 的连续时间信道，相应的离

散时间模型中则每秒包含 B 个两维符号 ($2D/s$)。在连续时间信道模型中, 如果将发送终端的平均功率限制在 P_c 焦耳每秒 (J/S), 则相应的离散时间模型中功率将限制为 $P = 2P_c / B$ (J/2D), 因为每个终端在直接传输和合作传输时都只占信道有效自由度的一半。于是信道模型可用随机变量: $SNR |h_{i,j}|^2$ 参数化表示, 而 SNR 定义为

$$SNR = \frac{2P_c}{N_0 B} = \frac{P}{N_0} \quad (8.5)$$

式 (8.5) 是一个普通的信噪比计算公式, 与信道的衰落无关。在实际系统中, 接收 SNR 是相对变化的。理论分析时, 可通过适当地选择衰落系数的方差, 来改变 SNR 。将看到只要信源与中继之间的 SNR 与信源与信宿之间的 SNR 成比例增加就可获得合作传输的全分集增益。

除 SNR 之外, 另一个重要的性能参数是信息传输率 r , 或改用频谱效率表示:

$$R = \frac{2r}{B} \quad (\text{b/s/Hz}) \quad (8.6)$$

这是每个发射终端试图要达到的归一化速率。需注意, 式 (8.6) 中的速率归一化是用每个终端实际使用的信道自由度数目 (如带宽 $B/2$), 而不是信道的自由度总数 (如带宽 B)。

通常, 用参数对 (SNR, R) 就可描述系统, 但为了更确切、更简捷地给出以下结果, 特选择参数对 (SNR_{norm}, R) 或者 (SNR, R_{norm}) 来描述该系统, 其中归一化的信噪比 SNR_{norm} 和归一化的频谱效率 R_{norm} 分别定义如下:

$$\begin{aligned} SNR_{norm} &= \frac{SNR}{2^R - 1} \\ R_{norm} &= \frac{R}{\log(1 + SNR \sigma_{s,d}^2)} \end{aligned} \quad (8.7)$$

对于带宽为 $B/2$ 的加性复高斯白噪声(AWGN)信道, 接收端的信噪比可表示为: $SNR \sigma_{s,d}^2$, $SNR_{norm} > 1$, 表示信噪比是用取得频谱效率 R 所需的最小信噪比进行归一化^[156]。同理, $R_{norm} < 1$, 则表示频谱效率用所能取得的最大频谱效率 (信道容量) 进行归一化^[157]。从这个意义上说系统的参数化描述: (SNR_{norm}, R) 和 (SNR, R_{norm}) 互为对偶。在给定的衰落条件下, 这两个参数对的描述体现了不同的系统性能之间的折衷, 如用 (SNR_{norm}, R) 描述, 则反映了归一化信噪比增益与频谱效率之间的折衷, 而用 (SNR, R_{norm}) 描述, 则反映了分集阶数与归一化频谱效率之间的折衷, 后一项折衷在文献[157]中也称为分集—多路复用折衷。

8.3.2 基本的合作中继协议

本小节将分析一些复杂度较低的基本合作中继协议, 包括固定中继、选择中继和增量中继协议。在这些协议中, 中继台对合作信号采用了不同的处理方法, 信宿对接收信号也采取了不同的合并方法。对于固定中继协议, 允许中继台在平均功率限制下对接收的合作信号进行一定的放大, 或者对接收的合作信号先译码, 然后重新编码, 再将信号发送出去。在众多的自适应协议中, 选择中继协议建立在固定中继协议的基础上, 它根据测到的合作信道的信噪比, 选择合作或者不合作, 如选择合作, 则执行固定中继协议。增量中继协议利用来自信宿和中继台的有限反馈信息, 能取得比固定中继协议和选择中继协议更好的频谱效率。

理论上在这些协议中, 各个用户可以采用重复编码或更有效的信道编码方法。由于重复编码的复杂度较低, 在以下的有关分析中将以重复编码为主。

1. 固定中继协议

(1) 放大前传方式

对于放大前传中继传输,信道模型可用式(8.3)和(8.4)表示。信源发送信号为 $x_s[n]$, $n=1, \dots, T/4$ 。在这段时间内,中继台处理的接收信号为 $y_r[n]$,重新发送的信号为

$$x_r[n] = \beta y_r[n - T/4] \quad (8.8)$$

式(8.8)中, $n=T/4+1, \dots, T/2$ 。为了保持功率限制条件,中继放大器的增益 β 必须满足

$$\beta \leq \sqrt{\frac{P}{|h_{s,r}|^2 P + N_0}} \quad (8.9)$$

如果不考虑中继发射机放大了接收到的噪声,这一方案可以看成是来自两个相隔一定距离的发射机的重复编码。信宿首先选择一种分集合并技术将来自两个不同接收时段的信号进行适当的合并,然后对接收到的信号 $y_d[n]$ 进行译码, $n=1, \dots, T/2$ 。对于不同接收时段的信号的分集合并,主要采用设计合适的匹配滤波器或最大比值合并器。

(2) 译码前传方式

对于译码前传的中继传输,信道模型和信源发送的信号形式与放大前传方式相同。所不同的是中继台要对接收到的信号 $y_r[n]$ 译码并得到信源发送信号的估计值 $\hat{x}_s[n]$ 。中继台重新编码后发送的信号可表示为 $x_r[n] = \hat{x}_s[n - T/4]$, $n=T/4+1, \dots, T/2$ 。

中继台的译码可以采取多种方式,例如可采取对整个信源码字完全译码的方式,也可以采取逐符号译码的方式,而让信宿对接收信号进行完全译码。到底选择哪种译码方式,要求中继台在性能和复杂性之间进行折衷,为了确保系统的性能,一般采取完全译码的方式。文献[158]将二进制传输的逐符号译码视为是一种非编码的方法。同样信宿可以运用多种信号分集合并技术,一般采用改进的匹配滤波器对接收信号进行合并。

2. 选择中继协议

正如预料的一样,后面的分析也将证明,采用固定的译码前传方法将受限于信源与中继之间的直接传输。然而,由于信道衰落系数,对接收方来说是可知的,合作伙伴可以通过高精度的测量获得 $h_{s,r}$,因此根据这些信道系数的具体数值,可以自动调整传输的方式。于是提出选择中继算法,其基本原理是:如果测得的 $|h_{s,r}|^2$ 值低于某个门限值,则信源继续以重复编码或更高效信道编码方式向信宿传输信息。如果测得的 $|h_{s,r}|^2$ 大于门限值,中继台则以放大前传或译码前传的方式,把接收到来自信源的信号向信宿传送,以取得分集增益。

非严格地说,上述选择中继协议将获得分集增益,因为无论采取哪种固定中继协议,只有当两个信道衰落系数都很小时才会导致信息的丢失。特别地,如果 $|h_{s,r}|^2$ 很小,则当信源继续向信宿传送信息时,只有当 $|h_{s,d}|^2$ 也很小时才会导致传送信息的丢失。同理,如果 $|h_{s,r}|^2$ 很大,则 $|h_{s,d}|^2$ 和 $|h_{r,d}|^2$ 必须都很小才会导致信息丢失。在以下分析选择中继协议的中断性能时,将系统地描述这一概念。

3. 增量中继协议

如上所述,在固定中继和选择中继协议中,由于中继端是在不断地重复发送数据,因此在信道自由度利用方面的效率不太高,尤其是在高速传输数据时。这一小节中,将引入增量

中继协议，它只要利用来自信宿的有限反馈信息，如信宿向信源发送 1bit 的反馈信息来指示直接传送是成功还是失败，将发现此时系统的频谱效率较固定中继和选择中继协议有显著的提高。增量中继协议可看成是增量冗余编码或混合自动重发请求（ARQ）在中继通信环境中的推广。在 ARQ 中，如果信宿通过反馈信道向信源提供一个否认信息，信源将重发原先的数据，但在增量中继协议中，中继台的重发是为了获取空间分集增益。

以分析一个带反馈的中继通信系统为例，来说明增量中继协议，假定中继台采用放大前传的信号处理方法，信道分配如图 8.4（b）所示。首先，信源以传输速率 R 向信宿发送信息。信宿向信源和中继台广播 1 bit 的反馈信息表明传送是成功还是失败，假定反馈信息至少被中继台可靠接收。如果信源与信宿间信道的信噪比足够高，反馈信息将表明直接传输成功，这时中继台不发送任何信息。如果信源与信宿间信道的信噪比较小，反馈信息就会要求中继台放大转发所接收到的信源信息，信宿将两次接收信号适当合并。将会发现，增量中继协议更有效地利用了信道的自由度，因为它重复发送的次数大大地减少。增量译码前传方法也是可行的，但是这一方法的分析比较复杂，性能也将略低于增量放大前传方法^[158]。

8.3.3 基本的合作中继协议比较

在固定中继协议中，放大前传（AF）和译码前传（DF）方案是目前所有合作协议中最简单的，中继台的设计复杂度最低。然而，当用户间信道条件较差时，AF 方案中，中继台放大的主要是接收到的噪声，此时，合作中继带来的空间分集增益较小。与此类似，DF 方案中，当用户间信道条件较差时，中继台会将接收到的错误信息发往信宿，导致错误的传播。并且，因为这两种合作方式的中继台都工作在半双工模式，信道或带宽利用率不高。

选择中继（SR）协议避免了前两种合作分集方案的错误传播，该协议仅在用户间信道条件较好时，中继台采用放大前传或译码前传（AF/DF）方式，转发接收到的信源信息，否则，信源自己重传自己的信息，或者采用更有效信道编码方案传输。

上述两种合作中继协议都存在着重复传输，因此信道利用率不高，增量中继（IR）协议通过信宿的信息反馈，带回直接传输是否成功的信息，使中继台仅在直接传输不成功时，为信源转发其信息，这样可以大大地提高信道的利用率。然而因为中继台接收到信源的信号后，需要将其保存，以等待信宿的反馈信息，当要求合作中继的用户数较多时，对中继台的信息存储容量提出了新要求。

8.3.4 中断性能分析

在这一小节中，将依据中断事件和中断概率来评估基于合作中继的虚拟 MIMO 系统的性能^[159]。为了便于比较，给出了高信噪比时中断概率的近似表达式。对于固定衰落系数，由合作中继协议得到的有效信道模型是著名的加性高斯白噪声（AWGN）信道的变形。由于信道衰落系数的函数可以看成是随机变量，因此合作中继传输系统的互信息也是随机变量，用 I 表示。对于目标信息传输率 R ，分别用 $I < R$ 和 $P_r(I < R)$ 表示中断事件和相应的中断概率。

1. 直接传输

为了建立直接传输系统的基准性能，分析在式（8.2）所示信道模型上信息的传输。此时，

当输入为独立同分布的零均值循环对称复高斯随机变量时，输入（信源）与输出（信宿）间的最大平均互信息量可表示为：

$$I_D = \log(1 + \text{SNR} |h_{s,d}|^2) \quad (8.10)$$

式 (8.10) 为信道衰落系数 $h_{s,d}$ 的函数，有关频谱效率的中断事件表示为： $I_D < R$ ，等价于

$$|h_{s,d}|^2 < \frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \quad (8.11)$$

对于瑞利衰落， $|h_{s,d}|^2$ 是服从参数为 $\sigma_{s,d}^{-2}$ 的指数分布，中断概率满足：

$$\begin{aligned} P_D^{\text{out}}(\text{SNR}, R) &= \Pr[I_D < R] \\ &= \Pr\left[|h_{s,d}|^2 < \frac{2^R - 1}{\text{SNR}}\right] \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\text{SNR}\sigma_{s,d}^2}\right) \\ &\approx \frac{1}{\sigma_{s,d}^2} \frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \end{aligned} \quad (8.12)$$

2. 固定中继传输

(1) 放大前传

中继台采用放大前传方法的合作传输产生一个等效的单输入双输出的虚拟 SIMO 复高斯噪声信道，输出端有两个不同的噪声干扰。当输入为独立同分布的高斯信号时，单输入与双输出之间的最大平均互信息量为：

$$I_{AF} = \frac{1}{2} \log\left(1 + \text{SNR} |H_{s,d}|^2 + f\left(\text{SNR} |h_{s,r}|^2, \text{SNR} |h_{r,d}|^2\right)\right) \quad (8.13)$$

式 (8.13) 为信道衰落系数的函数，其中

$$f(x, y) = \frac{xy}{x + y + 1} \quad (8.14)$$

由于在式 (8.9) 中取等号，所以在式 (8.13) 中未出现放大器增益 β 。

频谱效率 R 的中断事件表示为 $I_{AF} < R$ ，等价于

$$|h_{s,d}|^2 + \frac{1}{\text{SNR}} f\left(\text{SNR} |h_{s,r}|^2, \text{SNR} |h_{r,d}|^2\right) < \frac{2^{2R} - 1}{\text{SNR}} \quad (8.15)$$

对于瑞利衰落，系数 $|h_{i,j}|^2$ 相互独立，且服从参数为 $\sigma_{i,j}^{-2}$ 的指数分布，有关中断概率的分析计算相当复杂，但是可以得到高信噪比时的近似性能为

$$\begin{aligned} P_{AF}^{\text{out}}(\text{SNR}, R) &= \Pr[I_{AF} < R] \\ &\approx \left(\frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2}\right) \left(\frac{2^{2R} - 1}{\text{SNR}}\right)^2 \end{aligned} \quad (8.16)$$

(2) 译码前传

为了分析译码前传 (DF) 中继传输的性能，需要考查中继台的特殊译码结构。而且要求中继台对信源消息进行完全译码。由于逐符号译码与特定的编码和调制方式有关，所以分析起来比较复杂。可容易地证明采用基于重复编码的 DF 方法取得的最大平均互信息量为

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \min\{\log(1 + SNR |h_{s,r}|^2), \log(1 + SNR |h_{s,d}|^2 + SNR |h_{r,d}|^2)\} \quad (8.17)$$

式 (8.17) 为信道衰落随机变量的函数, 第一项表示中继台能对信源消息可靠译码的最大速率, 而第二项则表示信宿能对信源消息可靠译码的最大速率, 条件是信源和信宿间允许重复传输。由于要求中继台和信宿都能无差错地译出全部码字, 所以需要式 (8.17) 中两个互信息取最小值, 这种表示方式在中继台采用完全译码的中继信道中是常见的^[144]。

此时有关频谱效率 R 的中断事件可表示为 $I_{DF} < R$, 与下式等价

$$\min\{|h_{s,r}|^2, |h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2\} < \frac{2^{2R} - 1}{SNR} \quad (8.18)$$

对于瑞利衰落信道, 与中断事件对应的中断概率可按下式计算:

$$\begin{aligned} P_{DF}^{out}(SNR, R) &= \Pr[I_{DF} < R] \\ &= \Pr[|h_{s,r}|^2 < g(SNR)] + \\ &\quad \Pr[|h_{s,r}|^2 \dots g(SNR)] \Pr[|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR)] \end{aligned} \quad (8.19)$$

式 (8.19) 中, $g(SNR) = [2^{2R} - 1]/SNR$ 。尽管得到式 (8.19) 的封闭表达式并不难, 但要进一步化简就不太容易。因此一般通过计算下列极限来探究式 (8.19) 大信噪比时的性能, 在式 (8.19) 两边除以 $g(SNR)$ 得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{g(SNR)} P_{DF}^{out}(SNR, R) &= \frac{1}{g(SNR)} \Pr[|h_{s,r}|^2 < g(SNR)] \\ &+ \Pr[|h_{s,r}|^2 \dots g(SNR)] \frac{1}{g(SNR)} \Pr[|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR)] \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned} \lim_{SNR \rightarrow \infty} \Pr[|h_{s,r}|^2 \dots g(SNR)] &= 1 \\ \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{1}{g(SNR)} \Pr[|h_{s,r}|^2 < g(SNR)] &= \frac{1}{\sigma_{s,r}^2} \\ \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{1}{g(SNR)} \Pr[|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR)] &= 0 \end{aligned}$$

于是, 当 $SNR \rightarrow \infty$ 时可得:

$$P_{DF}^{out}(SNR, R) \approx \frac{1}{\sigma_{s,r}^2} \frac{2^{2R} - 1}{SNR} \quad (8.20)$$

式 (8.20) 中的 $1/SNR$ 特性表明当信噪比很大时, 固定的译码前传 (DF) 中继方法并不能提供分集增益, 这是因为要求中继台对信源信息完全译码, 使得译码前传 (DF) 的性能受限于信源与中继台之间的直接传输。

在式 (8.12)、(8.16) 和 (8.20) 的求解中, 利用了下列两个论据, 它们以

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{P_{u(t)}(g_1(t))}{g_2(t)} = c \quad (8.21)$$

的形式给出。式 (8.21) 中 t 是一个任意参数, $P_{u(t)}(g_1(t))$ 代表某个与 t 有关的随机变量 $u(t)$ 的累积分布函数 (CDF), $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 均为连续函数, t_0 和 c 是两个常数。式 (8.21) 的含义是: 当 t 趋于 t_0 时, 用 $c g_2(t)$ 去近似 $P_{u(t)}(g_1(t))$ 是准确的。

论据 1

令 u 为服从参数为 λ_u 的指数分布的随机变量, 函数 $g(t)$ 关于 $t = t_0$ 是连续的, 且当 $t \rightarrow t_0$ 时, 满足 $g(t) \rightarrow 0$, 则有:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g(t)} P_u(g(t)) = \lambda_u \quad (8.22)$$

论据 2

设 u 和 v 分别是服从参数为 λ_u 和 λ_v 的独立指数分布的随机变量, 令 $w = u + v$, 则 w 的累积分布函数 (CDF) 为:

$$P_w(w) = \begin{cases} 1 - \left[\left(\frac{\lambda_v}{\lambda_v - \lambda_u} \right) e^{-\lambda_u w} + \left(\frac{\lambda_u}{\lambda_u - \lambda_v} \right) e^{-\lambda_v w} \right], & \lambda_u \neq \lambda_v \\ 1 - (1 + \lambda w) e^{-\lambda w}, & \lambda_u = \lambda_v = \lambda \end{cases} \quad (8.23)$$

满足

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{1}{\varepsilon^2} P_w(\varepsilon) = \frac{\lambda_u \lambda_v}{2} \quad (8.24)$$

而且, 如果函数 $g(t)$ 在 $t = t_0$ 连续, 且 $t \rightarrow t_0$ 时 $g(t) \rightarrow 0$, 则有:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g^2(t)} P_w(g(t)) = \frac{\lambda_u \lambda_v}{2} \quad (8.25)$$

3. 选择中继传输

为了克服译码前传 (DF) 合作中继的不足, 产生了选择中继传输。以下来分析选择中继传输的性能, 事实上选择中继相当于放大前传 (AF) 和译码前传 (DF) 的自适应工作方式, 如果中继台不能有效工作, AF 和 DF 都要退回到直接传输。很难断言选择中继协议的性能是否是最佳, 因为一般中继及其相关信道的容量问题长期以来就未得到解决, 但是通过分析不难发现选择译码前传 (SDF) 的中继协议能使合作终端获得完全的空间分集增益, 克服了固定译码前传中继协议的性能局限。

下面来确定选择译码前传 (DF) 中继传输的中断性能。写出它的互信息的一般表达式有点复杂, 然而当中继台采用重复编码时, 利用式 (8.10) 和式 (8.17), 容易证明:

$$I_{SDF} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + 2SNR |h_{s,d}|^2), & \text{当 } |h_{s,r}|^2 < g(SNR) \text{ 时} \\ \frac{1}{2} \log[1 + 2SNR(|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2)], & \text{当 } |h_{s,r}|^2 \geq g(SNR) \text{ 时} \end{cases} \quad (8.26)$$

式 (8.26) 中, $g(SNR) = [2^{2R} - 1] / SNR$ 。门限的确定可参考直接传输时使用的方法, 且类似于式 (8.11)。式 (8.26) 中的第一部分对应于中继台不能译码时信源重复发送的情形, 此时最大平均互信息是指从信源到宿的重复编码的互信息量, 因此信噪比 SNR 之前增加了一个额外的因子 2。式 (8.26) 中的第二部分对应于中继台能译码时信源重复发送的情形, 此时最大互信息量是指从信源、中继台到宿的重复编码的互信息量。

有关频谱效率 R 的中断事件可表示为 $I_{SDF} < R$, 等同于下列事件:

$$\begin{aligned} & \left\{ |h_{s,r}|^2 < g(SNR) \right\} \cap \left\{ 2|h_{s,d}|^2 < g(SNR) \right\} \\ & \cup \left\{ |h_{s,r}|^2 \geq g(SNR) \right\} \cap \left\{ |h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR) \right\} \end{aligned} \quad (8.27)$$

式 (8.27) 中并集的第一个事件与第二个事件分别对应于式 (8.26) 中的第一种情形和第二种情形。不难看出：除非受到重复编码时带宽不足的潜在影响，否则选择中继协议的性能将不会劣于直接传输，因为前者能适应信道条件的变化。

由于式 (8.27) 中的并集事件互不包含，因此中断概率变成了两者的概率之和，即：

$$\begin{aligned} P_{SDF}^{out}(SNR, R) &= \Pr[I_{SDF} < R] \\ &= \Pr[|h_{s,r}|^2 < g(SNR)]\Pr[2|h_{s,d}|^2 < g(SNR)] + \\ &\quad \Pr[|h_{s,r}|^2 \dots g(SNR)]\Pr[|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR)] \end{aligned} \quad (8.28)$$

为了便于与其他协议进行比较，通过计算下式的极限来评估式 (8.28) 在大信噪比时的性能，在式 (8.28) 两边除以 $g^2(SNR)$ 得：

$$\begin{aligned} &\frac{1}{g^2(SNR)} P_{SDF}^{out}(SNR, R) \\ &= \frac{1}{g(SNR)} \Pr[|h_{s,r}|^2 < g(SNR)] \frac{1}{g(SNR)} \Pr[2|h_{s,d}|^2 < g(SNR)] \\ &\quad + \Pr[|h_{s,r}|^2 \dots g(SNR)] \frac{1}{g^2(SNR)} \Pr[|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR)] \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned} \lim_{SNR \rightarrow \infty} \Pr[|h_{s,r}|^2 \dots g(SNR)] &= 1 \\ \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{1}{g(SNR)} \Pr[|h_{s,r}|^2 < g(SNR)] &= \frac{1}{\sigma_{s,r}^2} \\ \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{1}{g(SNR)} \Pr[2|h_{s,d}|^2 < g(SNR)] &= \frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \\ \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{1}{g^2(SNR)} \Pr[|h_{s,d}|^2 + |h_{r,d}|^2 < g(SNR)] &= \frac{1}{2\sigma_{s,d}^2 \sigma_{r,d}^2} \end{aligned}$$

因此，当 $SNR \rightarrow \infty$ 时可得：

$$P_{SDF}^{out}(SNR, R) \approx \left(\frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2} \right) \left(\frac{2^{2R} - 1}{SNR} \right)^2 \quad (8.29)$$

于是，可得到结论：大信噪比时，选择译码前传 (SDF) 方法与固定放大前传 (FAF) 方法的性能相同。式 (8.29) 的证明要利用式 (8.21) 给出的两个论据。

由于在多种中继方法之间切换时，如直接传输、放大前传和译码前传方法等，选择的切换门限值一般不同，因此会带来额外的自由度，有关选择中继传输性能的更一般分析将变得非常复杂，但对这些问题的研究代表了未来发展的方向，在此不打算做更深入的探讨。

4. 增量中继传输

增量中继协议的速率可变性使得其中断性能的分析变得非常复杂。特别地，当信源与信宿之间传输成功时，协议的工作频谱效率为 R ，当中继台重复传输信源的信息时频谱效率变为 $R/2$ ，因此可以把中断概率表示为 SNR 和期望的频谱效率 \tilde{R} 的函数。

当采用放大前传时，增量中继协议的中断概率可表示为

$$\begin{aligned}
P_{IAF}^{out}(SNR, R) &= \Pr[I_D < R] \Pr[I_{AF} < R/2 | I_D < R] \\
&= \Pr[I_{AF} < R/2] \\
&= \Pr\left[|h_{s,d}|^2 + \frac{1}{SNR} f(SNR | h_{s,r}|^2, SNR | h_{r,d}|^2) < g(SNR)\right]
\end{aligned} \tag{8.30}$$

式 (8.30) 中, I_D 和 I_{AF} 分别由式 (8.10) 和 (8.13) 给出, $g(SNR) = [2^{2R} - 1]/SNR$, 函数 $f(\square, \square)$ 由式 (8.14) 给出。第二个等式是来自于下列事实: 直接传输和放大前传中断事件的交集正好是半速率的放大前传中断事件。而且期望的频谱效率可按下式计算:

$$\begin{aligned}
\tilde{R} &= R \Pr\left[|h_{s,d}|^2 \dots \frac{2^R - 1}{SNR}\right] + \frac{R}{2} \Pr\left[|h_{s,d}|^2 < \frac{2^R - 1}{SNR}\right] \\
&= R \exp\left(-\frac{2^R - 1}{SNR}\right) + \frac{R}{2} \left[1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{SNR}\right)\right] \\
&= \frac{R}{2} \left[1 + \exp\left(-\frac{2^R - 1}{SNR}\right)\right] \triangleq \psi_{SNR}(R)
\end{aligned} \tag{8.31}$$

一个重要的问题是对于给定的期望频谱效率 \tilde{R} , 如何确定式 (8.30) 中 R 值。根据 SNR 的值, 可以从几个不同的 R 得到一个固定的 \tilde{R} 。于是发现 $\psi_{SNR}(R)$ 的反函数 $\psi_{SNR}^{-1}(\tilde{R})$ 有多个解, 于是定义反函数 $\tilde{\psi}_{SNR}^{-1}(\tilde{R}) = \min \psi_{SNR}^{-1}(\tilde{R})$ 来寻求一个从 \tilde{R} 到 R 的有用映射关系。对于给定的 \tilde{R} 值, 从中断概率表示式 (8.30), 可清楚地知道所需要的是最小可能的 R 。

为了与无反馈协议进行公平比较, 需要描述大 SNR 时的修正中断概率表示式的特征。对于大 SNR , 利用式 (8.21) 给出的两个论据, 可以得到修正后的中断概率:

$$P_{IAF}^{out}(SNR, \tilde{\psi}_{SNR}^{-1}(\tilde{R})) \approx \left(\frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2}\right) \left(\frac{2^{\tilde{R}} - 1}{SNR}\right)^2 \tag{8.32}$$

为考察增量中继的性能, 可将固定和选择中继协议的中断概率与 $P_{IAF}^{out}(SNR, \tilde{\psi}_{SNR}^{-1}(\tilde{R}))$ 作比较。

8.4 基于编码合作的虚拟MIMO技术

编码合作 (Coded Cooperation) 是将用户合作与信道编码结合的一种虚拟 MIMO 技术。编码合作不再采用简单的重复中继, 而是把用户的发送数据进行分解, 目的是通过多个独立衰落信道来传送分解后的多个数据。其基本原理是使用不同的独立衰落信道传送用户数据的不同部分的信息。每个用户都要为合作伙伴传送因合作增加的冗余信息。当这样目的无法实现时, 用户自动回到非合作模式。合作编码有效性的关键是能否通过编码算法的设计使合作系统自动实现上述功能。用户间无需反馈信息, 信源也无需知道信道状态信息 (CSI)。

基于合作中继协议的虚拟 MIMO 方案都假设用户间的 CSI 为合作方所知, 实际应用中可通过信道测量或信道估计来获得。而基于编码合作的虚拟 MIMO 技术, 无需用户间的 CSI, 完全通过编码来控制用户间的合作, 无论在实现方面还是在性能上都具有一定的优势, 尤其是引入空时编码以后。缺点是合作用户处理算法的设计复杂度和数据传输时延有所增加。

1. 编码合作的基本原理

以两个用户（用户 A 和用户 B）的编码合作为例，每个用户首先要把发送的数据分割成不同的子数据块，假定每个子数据块经过循环冗余校验（CRC）后长度为 K 个比特，再对每个数据子块进行纠错编码，编码速率为 R ，得到长度为 N 个比特的已编码数据， $N = K/R$ 。用户将这 N 比特编码数据分成两个连续的帧，第一帧数据为 N_1 个比特，实际实现时可通过码率为 R_1 的编码得到， $N_1 = K/R_1$ 。第二帧数据为 N_2 个比特， $N_2 = N - N_1$ 。合作过程中，每个用户接收合作伙伴的第一帧数据并译码，如果译码成功，则计算出合作伙伴数据的 N_2 个比特，并在第二帧中传输。如果译码不成功，用户自动转入非合作方式，传输自己的 N_2 个比特。由于不知道自己的第一帧是否被合作伙伴正确译码，因此用户必须独立决定在第二帧中所要传输信息。考虑第一帧译码后所有可能的结果，将产生四种可能的合作情形^[160]，如图 8.6 所示。

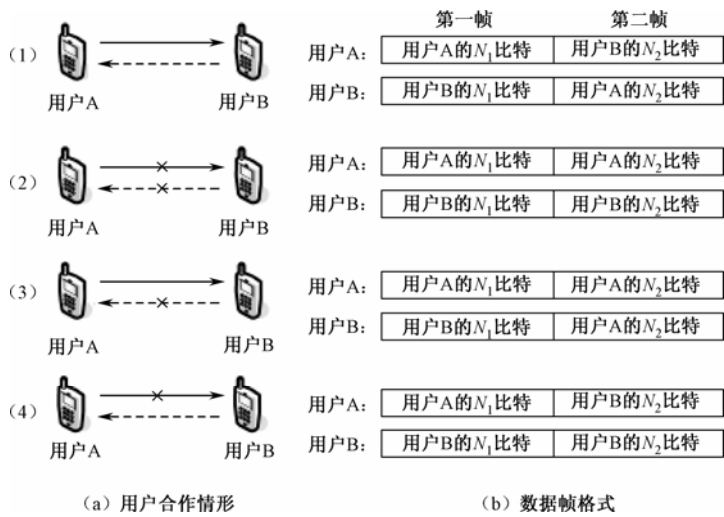


图 8.6 第一帧译码结果不确定产生的四种合作情形示意图

为了实现正确译码，信宿需要知道每个用户在第二帧中到底传输的是谁的信息。一种简单的解决方案是信宿按照四种可能情形逐次译码，直到 CRC 表明译码正确为止。这种方案能保证合作编码系统性能和一定的传输速率，但增加了信宿设计的复杂性。

2. 基于卷积码的编码合作

基于卷积码的编码合作指合作传输的码字是通过卷积编码方法产生的。对于两用户合作的情形，每个用户发送的第一帧 N_1 比特的码字是通过长度为 N 比特的数据凿孔得到的，这部分码字的抗干扰能力较弱。第二帧发送的 N_2 比特的码字要按照图 8.6 所示的合作情形来决定，如果合作伙伴的第一帧码字译码正确，则第二帧发送的 N_2 比特码字就是合作伙伴的译码数据经过重新编码产生的。反之，第二帧码字就是形成第一帧码字的那些凿孔码比特。

也可以将每个用户的数据传输时间分成两段，分别与 N_1 和 N_2 比特的持续时间对应，每段时间称为一帧。在第一帧，每个用户传送由 N_1 比特构成的码字，同时对其伙伴发送的码字进行译码。如果经 CRC 校验，确定传输成功，则在第二帧为其伙伴发送含有 N_2 比特的第二个码字。如果发现传输失败，则发送自己的第二个码字，也含有 N_2 比特。因此每个用户在两帧时间内总是发送 $N = N_1 + N_2$ 比特的信息。定义合作度为 N_2/N ，表示在发送的每个数据块中，合作伙伴的比特数占总比特数的百分比。图 8.7 描述了基于卷积编码的编码合作一种实现框图，按照上述合作过程，图中设置了两道开关来控制第二帧码字的发送。

一般来说，各种信道编码方法都可用于编码合作，如合作码字可以通过线性编码、卷积编码或是两者的组合产生。两帧的码比特可以通过凿孔、乘积编码或其他形式得到。参考文献[160, 161]采用码速兼容的凿孔卷积码^[29]（RCPC），实现了一种简单有效的编码合作方案，合作性能分析请读者参阅参考文献[162]。基于 RCPC 码的合作编码方法的优点是合作用户可以根据信道条件的变化，灵活地选择各种速率的 RCPC 编码方案，但由于卷积编码本身的纠错能力有限，因此该合作编码方法所带来的编码增益也受限。

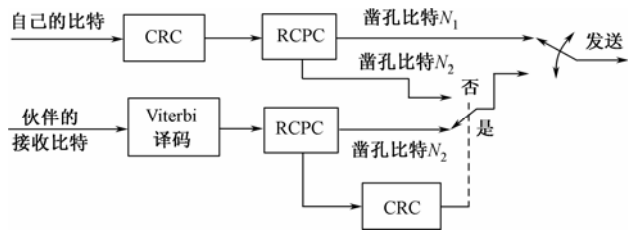


图 8.7 基于卷积码的编码合作示意图

3. 基于空时码的编码合作

在慢衰落信道中，编码合作传输方案的性能良好，但在快衰落信道中，会牺牲上行信道条件较好用户的性能^[160]。为了解决这个问题，Hunter 等引入空时编码的思想，提出了空时编码合作传输方案^[163]，如图 8.8 所示，在第二帧中，用户不仅替伙伴传输校验比特，还要拿出部分功率，用来传输自己的校验比特，使用两个不同的信道。从总体效果上看，每个用户的信息仍然在自己的信道上传输，但使用的是不同用户的天线，这样可以取得空间分集增益。

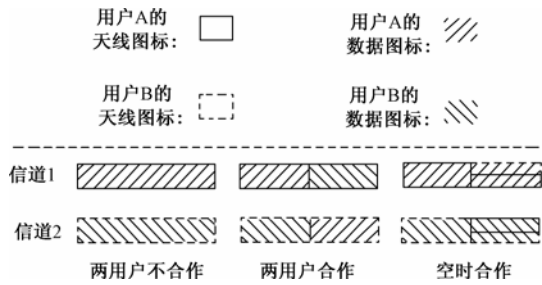


图 8.8 空时编码合作与原编码合作、不合作的比较示意图

研究表明，引入空时编码合作以后，在快衰落环境中，上行信道条件较差的用户的传输性能得到了明显的提高，同时，上行信道条件较好的用户传输性能不仅没有变差，而且还有所改善^[163]。空时编码合作传输，可以同时获得空间分集和时间分集增益，因此系统的传输性能得到了很大的改善。

(1) 系统模型

为便于说明，以蜂窝系统为研究对象，假定基站与两个移动用户通信，每个用户到达基站的信道（上行链路）是独立的，而且用户之间的信道也是独立的。所有信道经受平坦（频率非选择性）衰落。考虑平坦衰落是为了突出空间分集的优势，然而，以下给出的合作技术可以容易地推广到经受频率选择性衰落的宽带系统。而且这些技术同样可以很好地应用于无线局域网和 Ad hoc 网络中^[158, 164]。

给用户分配正交信道，作为整个多址方案的一部分。假定接收端可以获取信道的状态信息，并且使用相干检测。发射端使用二进制移相键控（BPSK）调制，将用户 i , $i \in \{1, 2\}$ 发送的等效基带离散时间信号表示成： $s_i(n) = \sqrt{E_{b,i}} b_i(n)$ ， $E_{b,i}$ 为用户 i 每比特的发送能量， $b_i(n) \in \{-1, +1\}$ 为在 n 时刻 BPSK 调制的编码比特。用户 j 对应的接收信号为：

$$r_{i,j}(n) = h_{i,j}(n)s_i(n) + n_j(n) \quad (8.33)$$

式 (8.33) 中， $j \in \{0, 1, 2\}$ ， $j \neq i$ ， $j=0$ 表示基站， $h_{i,j}(n)$ 为用户 i , j 之间的信道衰落系数， $n_j(n)$ 代表接收机所受到的噪声和其他加性干扰。在以下的讨论中，假设 $h_{i,j}(n)$ 是服从瑞利分布、相互独立的随机变量，方差为 $\sigma_{i,j}^2 = E[h_{i,j}^2(n)]$ ，代表大规模路径损耗和阴影衰落的影响。对于慢（准静态）衰落信道，在每个数据块的传输中衰落系数可以看成是常数，即 $h_{i,j}(n) = h_{i,j}$ 。而对于快速衰落信道，在每个发送的数据符号内，衰落系数则可看成是独立同分布的随机变量。 $n_j(n)$ 也假定是均值为零、方差为 $N_j/2$ 、相互独立的加性白高斯噪声随机变量。

用户 i , j 之间信道的瞬时接收信噪比可表示为： $\zeta_{i,j}(n) = h_{i,j}^2(n)E_{b,i}/N_j$ 。如果 $h_{i,j}(n)$ 服从瑞利分布，那么 $\zeta_{i,j}(n)$ 服从指数分布，其均值为：

$$\begin{aligned} \bar{\zeta}_{i,j} &= E_{h_{i,j}}[\zeta_{i,j}(n)] \\ &= E\left[\frac{h_{i,j}^2(n)E_{b,i}}{N_j}\right] \\ &= \sigma_{i,j}^2 \frac{E_{b,i}}{N_j} \end{aligned} \quad (8.34)$$

假定与信道有关的两个统计参量： $\sigma_{i,j}^2$ 和 $\bar{\zeta}_{i,j}$ 不随时间变化，则可用式 (8.34) 给出的平均接收信噪比描述每个信道的总体性能。依据两个信道的平均接收信噪比 $\bar{\zeta}_{1,0}$ 、 $\bar{\zeta}_{2,0}$ 相等和不相等，在统计上可将它们看成是相同信道和不同信道。在实际系统中，由于合作用户之间的距离以及每个合作用户与基站的距离不同，会产生对称信道与非对称信道合作。

文献[158, 164]中，用户 i , j 之间信道假定是互易的，即 $h_{i,j}(n) = h_{j,i}(n)$ ，这对于慢衰落的时分多址（TDMA）和码分多址（CDMA）系统是有可能的，后续的性能分析中给出的慢衰落的结果也反映了该假设的合理性。文献[165]又证明信道的互易性不会显著地影响合作系统的性能，因为对于没有互易性信道，可通过控制合作度，使合作系统保持一定的分集增益。对于快衰落信道， $h_{i,j}(n)$ 和 $h_{j,i}(n)$ 被认为是相互独立的，除非用户的第一帧传输取得了完全同步，这对于 TDMA 是很难做到，对于 CDMA 一般也是如此。

（2）空时编码合作构架

空时编码合作的构架是原编码合作的推广，如图 8.8 所示。在原编码合作中，每个合作用户尽可能在第二帧中为其伙伴发送数据，空时编码合作与此不同，在第二帧中，每个用户发送的数据是自己和伙伴的校验比特。这种合作方案在快速衰落信道中很有效，原因有两点：

第一，在快速衰落的条件下，各用户的第一帧和第二帧数据的传输信道可看成是独立衰落，于是，第二帧数据使用伙伴的信道来传输不会带来任何附加增益。在空时编码合作中，第二帧本身会产生路径分集增益，因为在第二帧中采用不同的天线发送两个用户的校验码。

第二，每个用户又通过既发送自己的校验比特也发送伙伴的校验比特，相当于双管齐下对抗用户间信道的不利影响。编码合作方案中，每个用户是依据对接收的伙伴数据译码的

正确性, 做出是否合作的决定。如果其中只有一个用户正确地接收到另外一个用户的数据, 那么只有一个用户从两个第二帧的传输中获益, 而另一个用户却不能。文献[165]已经证明在慢衰落的环境中, 特别是对于用户间互易的信道, 这种不平衡合作的影响最小, 因为这种不平衡现象发生的概率非常小。在快衰落的环境中, 则不然。因此在第二帧中每个用户利用部分功率来传输自己的数据, 以减小这种不利因素的影响。

空时编码合作的具体构架为: 用户 i 首先将已编码的数据块 \mathbf{S}_i 分成两帧 (\mathbf{U}_i 和 \mathbf{V}_i), 即 $\mathbf{S}_i = [\mathbf{U}_i, \mathbf{V}_i], i=1,2$ 。对于第二帧数据的传输, 如果用户 1 成功地译出 \mathbf{U}_2 , 那么用户 1 使用用户 1 的信道发送 \mathbf{V}_1 , 使用用户 2 的信道发送 \mathbf{V}_2 。否则, 用户 1 只发送 \mathbf{V}_1 。为了保持平均功率不变, 用户 i 在第二帧中按照比例系数 k_i 分配发射功率, 让用户 i 自己的比特 \mathbf{V}_i 以能量 $k_i E_{b,i}$ 发送, 合作用户 j 的比特以能量 $(1-k_i)E_{b,i}$ 发送。用户 j 为用户 i 发送的附加校验比特表示为 $\mathbf{V}_{i,j}$ 。为了使 $\mathbf{V}_{i,i}$ 和 $\mathbf{V}_{i,j}$ 在基站能被相干合并, 对多址接入和编码方案做了一定的假设。

实际上用户在第二帧内的合作行动是独立的, 因为不知道它们的第一帧是否被伙伴正确地译码。结果也会出现图 8.6 所示的四种可能的合作情形。情形 1, 两用户都成功地译出伙伴的码字, 那么在第二帧中, 每个用户发送自己和伙伴的第二组码字, 是一种完全合作方案, 如图 8.8 所示。情形 2, 两用户都未能正确地译出伙伴的第一帧, 系统退回到非合作的情形, 对于两组码字, 这时 $k_i=1, i=1,2$ 。情形 3, 用户 2 对用户 1 成功译码, 而用户 1 对用户 2 的译码失败, 结果用户 1 在第二帧中只发送自己的数据, 即 $k_1=1$, 而用户 2 分配发射功率, 用于在第二帧中发送自己和用户 1 的校验比特。情形 4 与情形 3 相同, 但用户 1 和用户 2 采取的行动刚好相反。尽管空时合作编码与原编码合作方案不同, 每个用户的校验比特只在自己的多址信道中发送, 但为了利用最佳的合并权值和译码度量 (k_i 假定事先已经设定), 基站仍然必须知道出现的是上述那种合作情形, 理论上可以采用与原编码合作相同方法。

以下将给出一种评估空时编码合作系统性能的分析方法, 以图 8.6 所示的情形 1 和情形 3 为例, 证明在慢速衰落信道中, 可以取得全分集增益, 在快速衰落信道中, 与原编码合作系统相比, 能提高分集增益。

(3) 成对错误概率的分析

通常编码系统的成对错误概率 (PEP) 是指当发送的码字为 $C=[c(0), c(1), \dots, c(N-1)]$ 接收方检测到错误码字 $E=[e(0), e(1), \dots, e(N-1)]$ 的概率。一般对于 BPSK 调制的二进制码, 接收方采用相干检测、最大似然比译码, 以一组瞬时接收信噪比值 $\zeta = [\zeta(0), \zeta(1), \dots, \zeta(N-1)]$ 为条件的 PEP 可以表示如下^[27]:

$$P(C \rightarrow E | \zeta) = Q \left(\sqrt{2 \sum_{n \in \square} \zeta(n)} \right) \quad (8.35)$$

式 (8.35) 中, $Q(x)$ 表示高斯 Q 函数^[21], $\zeta(n)$ 代表码比特为 n 的瞬时接收信噪比, 集合 \square 包括 $c(n) \neq e(n)$ 的所有 n 值。集合 \square 的势等于码字 C 和 E 之间的汉明距离 d 。发送 C 而检测到 E 被称为错误事件, 因此 d 代表该错误事件的汉明权重。

为简化分析, 以下只讨论线性编码。不失一般性, 假定发射码字 C 为全零码字, 这样 PEP 只与 d 有关, 而与具体的码字 C 和 E 无关, 条件 PEP 可简单表示为 $P(d | \zeta)$ 。

(1) 信道慢衰落

此时, 每个用户的上行信道的衰落系数在一个码字内保持常数, 即对于用户 i 的上行信道, 有 $h_{i,0}(n) = h_{i,0}$ 且 $\zeta_{i,0}(n) = \zeta_{i,0}, n=0, 1, \dots, N-1$, 下标 0 代表基站。考虑合作情形 1, 两

用户的第一帧码字都被正确地译码，可完全合作。对于用户 1，式 (8.35) 可改写为：

$$P(d | \zeta_{1,0}, \zeta_{2,0}) = Q\left(\sqrt{2d_1\zeta_{1,0} + 2d_2k_1\zeta_{1,0} + 2d_2(1-k_2)\zeta_{1,0}}\right) \quad (8.36)$$

式 (8.36) 中， d_1 和 d_2 为汉明权重 d 中的比特数，分别代表通过用户 1 的信道和两用户信道发送的错误事件比特数，且 $d_1 + d_2 = d$ 。

为了得到无条件 PEP，需要相对于随机变量 $\zeta_{1,0}$ 和 $\zeta_{2,0}$ 的概率分布求式 (8.36) 的数学期望值。使用 Simon and Alouini 提供的方法^[27]，可得到下列结果：

$$P(d) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(d_1 + k_1 d_2) \bar{\zeta}_{1,0}}{\sin^2 \theta}\right)^{-1} \left(1 + \frac{d_2(1-k_2) \bar{\zeta}_{2,0}}{\sin^2 \theta}\right)^{-1} d\theta \quad (8.37)$$

式 (8.37) 中， $\bar{\zeta}_{i,0}$ 代表用户 i 与基站之间的上行信道的平均信噪比。式 (8.37) 是无条件 PEP 的精确表达式，用数值积分方法可容易地计算出结果。

不难看出：当 $\sin^2 \theta = 1$ 时，式 (8.37) 的积分取最大值，这时可得到 PEP 上限值：

$$P(d) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + (d_1 + k_1 d_2) \bar{\zeta}_{1,0}} \right) \left(\frac{1}{1 + d_2(1-k_2) \bar{\zeta}_{2,0}} \right) \quad (8.38)$$

从式 (8.38) 发现，对于 $k_2 \neq 1$ ，相当于图 8.6 所示的情形 1 和 3，大信噪比时，PEP 与两个上行信道的平均信噪比的乘积成反比。因此只要 d_1 和 d_2 都大于零，可取得 2 阶满分集增益。这个结果与原编码合作方案的性能是一致的，只要将 $k_1 = k_2 = 0$ 代入式 (8.38) 便可看出。

对于不合作，相当于图 8.6 所示的情形 2，在式 (8.38) 中取 $k_1 = k_2 = 1$ ，发现只能取得 1 阶分集增益。对于图 8.6 所示的情形 4，相当于 $k_1 < 1$ ， $k_2 = 1$ ，也只能取得 1 阶分集增益。

(2) 信道快衰落

对于快速衰落，信道的衰落系数在一个码字内不再是常数，但是相对于码比特可看成是独立同分布。于是推广式 (8.36) 后，得到：

$$P(d | \zeta_{1,0}, \zeta_{2,0}) = Q\left(\sqrt{2 \sum_{n \in \square_1} \zeta_{1,0}(n) + 2k_1 \sum_{n \in \square_2} \zeta_{1,0}(n) + 2(1-k_2) \sum_{n \in \square_2} \zeta_{2,0}}\right) \quad (8.39)$$

式 (8.39) 中，集合 \square_i 代表汉明权重为 d 的那部分比特，它们是通过用户 i 的信道发送。 \square_1 和 \square_2 的势分别为 d_1 和 d_2 ，且 $d_1 + d_2 = d$ 。

再次使用文献[27]的方法可以得到下列无条件 PEP 的表示式：

$$P(d) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\bar{\zeta}_{1,0}}{\sin^2 \theta}\right)^{-d_1} \left(1 + \frac{k_1 \bar{\zeta}_{1,0}}{\sin^2 \theta}\right)^{-d_2} \left(1 + \frac{(1-k_2) \bar{\zeta}_{2,0}}{\sin^2 \theta}\right)^{-d_2} d\theta \quad (8.40)$$

$$\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + \bar{\zeta}_{1,0}} \right)^{d_1} \left(\frac{1}{1 + k_1 \bar{\zeta}_{1,0}} \right)^{d_2} \left(\frac{1}{1 + (1-k_2) \bar{\zeta}_{2,0}} \right)^{d_2}$$

从式 (8.40) 不难发现，图 8.6 所示的合作情形 1 和 3 ($k_2 \neq 1$) 的快速衰落的分集阶次为 $d_1 + 2d_2 = d + d_2$ 。对比图 8.6 所示的情形 2 和 4 ($k_2 = 1$)、原编码合作方案 ($k_1 = k_2 = 0$) 和不合作 ($k_1 = k_2 = 1$) 情形，它们的分集阶次均等于 d 。因此，在快速衰落信道中，基于空时码的编码合作方法确实能提高编码合作系统的传输性能。

4. 基于Turbo码和空时码的编码合作

使用 Turbo 码的编码合作实现框图如图 8.9 所示。在 Turbo 编码中, 使用了两个分量迭代系统卷积 (RSC) 编码器^[110, 166], 两者之间用随机交织器 (π) 隔开, 要求各用户和基站均使用相同的 π 。首先使用 RSC1 对经过 CRC 的用户数据编码得到码字的第一帧, 如果对伙伴的第一帧译码正确, 则将用户数据块随机交织, 经 RSC2 编码后得到第二帧校验比特。

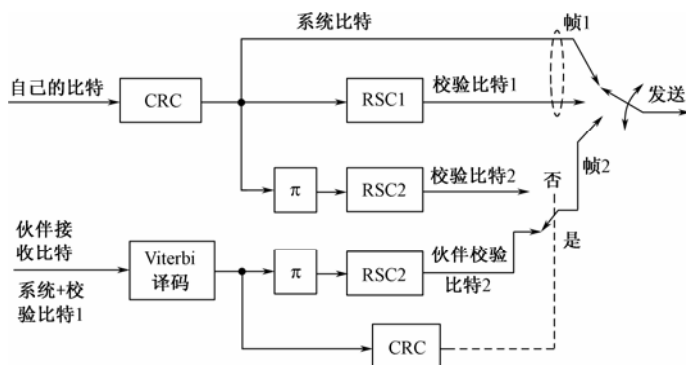


图 8.9 基于 Turbo 码的编码合作实现方案

Turbo 码可以应用于编码合作或者空时编码合作中, 两种情形的差别在第二帧。在基于 Turbo 码的编码合作中, 如果合作伙伴的第一帧被正确译码, 则每个用户在第二帧中使用所有的功率为伙伴发送校验比特。而在基于 Turbo 码的空时编码合作中, 每个用户是将所有的功率按一定的比例进行分割, 分别用于发送自己和伙伴的第二组校验比特。在上述任何一种情形, 如果伙伴的第一帧没有被成功解码, 则用户只对自己的数据块进行交织、RSC2 编码, 并使用所有的功率发送第二组校验比特。

在上述编码合作方案中, 用户之间的合作度是固定的, 如使用凿孔 Turbo 码或者速率兼容的凿孔 Turbo 码 (RCPT)^[167], 可以得到可变的合作度和更好的合作性能。然而, 移动台必须对伙伴的数据比特完成 Turbo 译码, 复杂性会有所增加^[167]。而固定合作度的编码合作方案相对简单, 而且每个用户可使用传统的 Viterbi 算法为伙伴译码, 如图 8.9 所示。

在基站, 第一帧和第二帧数据的有效组合使 Turbo 译码成为可能。使用低复杂性的迭代译码器^[166, 168]可以使 Turbo 译码达到准最佳性能。为使内容简化, 省略了 Turbo 码的迭代译码过程, 有兴趣的读者可参阅参考文献[166, 168]。

8.5 小结

本章讨论的虚拟 MIMO 通信技术主要以合作通信为基础, 即通过多个用户的天线形成虚拟多天线阵或通过多个用户转发信息而实现 MIMO 系统的主要功能, 它既不同于传统意义上的空间天线分集技术, 也不等同于以往的无线中继通信技术, 而综合了多天线分集和中继通信的多种优点, 在克服阴影效应、信道衰落和拓展现有无线通信系统的电波覆盖范围, 尤其是在 MIMO 技术实用化方面开辟了一条新的途径, 目前已成为无线通信和网络研究领域中的一个热点。除了本章提到的技术外, 最近涌现了一些新的技术, 例如在编码合作研究方面提出了基于 LDPC 编译码、基于完备空时编译码等合作方案。

本章讨论的合作通信方案, 都是假定每个用户工作在半双工方式, 不能同时收发数据。

这样做的目的的一方面是考虑目前的中继通信系统大部分是工作在半双工方式，另一方面是为了简化理论分析，便于合作协议的设计，使合作处理算法容易实现等。如果考虑全双工的工作方式，即每个用户既可以接收合作伙伴的数据，同时又可向另一些伙伴或信宿发送数据，则合作协议的设计和处理算法的实现将变得非常复杂，而且不便于理论分析。可以预计全双工方式下的合作通信系统将具有更好的性能。

MIMO 技术的另外一个研究方向是分布式天线系统(Distributed Antenna System, DAS), DAS 系统的一般模型也称为广义分布天线系统(Generalized Distributed Antenna System, GDAS), 它的特点是将原通信终端的多根天线通过有线电视进行延伸, 使每根天线成为一个独立的接入站点, 由多根天线可以得到多个站点, 这些站点彼此相距较远, 可使系统获得一定的宏分集增益。每个站点上又包括多根天线, 站点上的天线彼此相距较近, 还能使系统获取一定的微分集增益。DAS 是一种新型的多天线网络拓扑结构, 目前也被认为是后 3G 时代提高通信系统性能和扩大用户容量的技术方案之一。

附录A MIMO信道最大似然比 估计值及其误差的证明

假定 MIMO 无线信道的最大似然比估计值为 $\hat{\mathbf{H}}$ ，其数学模型如下：

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{V} \quad (\text{A.1})$$

其中， \mathbf{Y} 为在某个时刻 t 接收的 N 维复数信号矢量， N 代表接收天线数； \mathbf{X} 为 M 维发射复数信号矢量， M 代表发射天线数； $\hat{\mathbf{H}}$ 为连接 M 根发射天线和 N 根接收天线的复数信道矩阵的估计值； \mathbf{V} 为 N 维加性复数噪声矢量，矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 和 \mathbf{V} 的元素为独立的复高斯随机变量，均值为零，方差为 1，服从 $CN(0, 1)$ 分布。发射信号 \mathbf{X} 的平均能量为 1， ρ 代表每根接收天线上的信噪比。

由上述已知条件可推知接收数据 \mathbf{Y} 的似然函数为

$$f(\mathbf{Y} / \hat{\mathbf{H}}) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} |\mathbf{R}|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} \right]^H \mathbf{R}^{-1} \left[\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} \right] \right\} \quad (\text{A.2})$$

其中， \mathbf{R} 为噪声的自相关函数： $\mathbf{R} = E(\mathbf{V}^H \mathbf{V})$ ，对式 (A.2) 右边取自然对数可得：

$$\ln f(\mathbf{Y} / \hat{\mathbf{H}}) = \ln \frac{1}{(2\pi)^{N/2} |\mathbf{R}|^{1/2}} - \frac{1}{2} \left[\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} \right]^H \mathbf{R}^{-1} \left[\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} \right] \quad (\text{A.3})$$

再将式 (A.3) 右边对 $\hat{\mathbf{H}}$ 求导，可得方程：

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \left[\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} \right] &= 0 \\ \mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} &= 0 \\ \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} \end{aligned}$$

由此可得：

$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{M}{\rho}} (\mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}$$

由于假定 \mathbf{V} 服从分布 $CN(0, 1)$ ， $\mathbf{R} = \mathbf{I}_N$ ，因此信道的估计值：

$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (\text{A.4})$$

式 (A.4) 所示的估计值的误差矩阵为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{[\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}][\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}]^H\} \\ &= E \left\{ \left[\sqrt{\frac{M}{\rho}} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{V} \right] \left[\sqrt{\frac{M}{\rho}} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{V} \right]^H \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= E \left\{ \frac{M}{\rho} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{V} \mathbf{V}^H \mathbf{X} \left[(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \right]^H \right\} \\
 &= \frac{M}{\rho} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

附录B MIMO信道线性最小均方 误差估计值的证明

假定 MIMO 无线信道的数学模型如式 (A.1) 所示, $\hat{\mathbf{H}}$ 为 \mathbf{H} 的线性最小均方误差 (LMMSE) 估计值, 即

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y} \quad (\text{B.1})$$

其中, \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 是 $\hat{\mathbf{H}}$ 的系数矩阵, 维数分别是 $M \times N$ 和 $M \times 1$, \mathbf{Y} 为接收的样本值, 即 $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]$ 。对于任意的 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} , 估计值 $\hat{\mathbf{H}}$ 的估计均方误差可表示为^[73]:

$$E\{e^2(\mathbf{H}, \hat{\mathbf{H}})\} = E[(\mathbf{H} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{Y})^H(\mathbf{H} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{Y})]$$

将上式分别对 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 求一阶偏导得:

$$\frac{\partial E\{e^2(\mathbf{H}, \hat{\mathbf{H}})\}}{\partial \mathbf{A}} = E[-2(\mathbf{H} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{Y})] \quad (\text{B.2})$$

$$\frac{\partial E\{e^2(\mathbf{H}, \hat{\mathbf{H}})\}}{\partial \mathbf{B}} = -2E[(\mathbf{H} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{Y})\mathbf{Y}^H] \quad (\text{B.3})$$

分别令式 (B.2)、式 (B.3) 等于零, 可得:

$$E(\mathbf{H} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{Y}) = 0 \quad (\text{B.4})$$

$$E[(\mathbf{H} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{Y})\mathbf{Y}^H] = 0 \quad (\text{B.5})$$

由式 (B.4) 可得:

$$\mathbf{A} = E(\mathbf{H}) - \mathbf{B}E(\mathbf{Y}) \quad (\text{B.6})$$

由式 (B.5) 得:

$$E(\mathbf{H}\mathbf{Y}^H) = \mathbf{A}E(\mathbf{Y}^H) + \mathbf{B}E(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H) \quad (\text{B.7})$$

把式 (B.6) 代入式 (B.7) 得:

$$E(\mathbf{H}\mathbf{Y}^H) = E(\mathbf{H})E(\mathbf{Y}^H) - \mathbf{B}E(\mathbf{Y})E(\mathbf{Y}^H) + \mathbf{B}E(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H)$$

上式经整理后得:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}[E(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H) - E(\mathbf{Y})E(\mathbf{Y}^H)] &= E(\mathbf{H}\mathbf{Y}^H) - E(\mathbf{H})E(\mathbf{Y}^H) \\ \mathbf{B}E\{[\mathbf{Y} - E(\mathbf{Y})][\mathbf{Y} - E(\mathbf{Y})]^H\} &= E\{[\mathbf{H} - E(\mathbf{H})][\mathbf{Y} - E(\mathbf{Y})]^H\} \\ \mathbf{B}\text{Cov}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) &= \text{Cov}(\mathbf{H}, \mathbf{Y}) \end{aligned}$$

所以

$$\mathbf{B} = \text{Cov}(\mathbf{H}, \mathbf{Y})\text{Cov}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) \quad (\text{B.8})$$

将式 (B.8) 代入式 (B.6) 得:

$$\mathbf{A} = E(\mathbf{H}) - \text{Cov}(\mathbf{H}, \mathbf{Y})\text{Cov}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y})E(\mathbf{Y}) \quad (\text{B.9})$$

因此 \mathbf{H} 的线性最小均方误差估计为

$$\hat{\mathbf{H}} = E(\mathbf{H}) + \text{Cov}(\mathbf{H}, \mathbf{Y})\text{Cov}^{-1}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y})[\mathbf{Y} - E(\mathbf{Y})] \quad (\text{B.10})$$

依据式 (A.1) 所示的信道条件可推得:

$$E(\mathbf{H})=0$$

$$E(\mathbf{Y}) = E \left[\sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{V} \right] = 0$$

所以 \mathbf{H} 、 \mathbf{Y} 和 \mathbf{Y} 、 \mathbf{Y} 之间的协方差可简化为

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\mathbf{H}, \mathbf{Y}) &= E(\mathbf{H} \mathbf{Y}^H) \\ &= E \left[\mathbf{H} \left(\sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{V} \right)^H \right] \\ &= \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{R}_H \mathbf{X}^H \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\mathbf{Y}, \mathbf{Y}) &= E(\mathbf{Y} \mathbf{Y}^H) \\ &= E \left[\left(\sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{V} \right) \left(\sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{V} \right)^H \right] \\ &= \frac{\rho}{M} \mathbf{X} \mathbf{R}_H \mathbf{X}^H + \mathbf{R}_V \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

分别把式 (B.11) 和式 (B.12) 代入到式 (B.10) 便得到信道的线性最小均方误差估计值:

$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{R}_H \mathbf{X}^H \left(\frac{\rho}{M} \mathbf{X} \mathbf{R}_H \mathbf{X}^H + \mathbf{R}_V \right)^{-1} \mathbf{Y} \quad (\text{B.13})$$

假定 \mathbf{H} 和 \mathbf{V} 服从独立的 $CN(0, 1)$ 分布, 则 \mathbf{R}_H 和 \mathbf{R}_V 为单位矩阵。式 (B.13) 还可进一步简化为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} &= \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X}^H \left(\frac{\rho}{M} \mathbf{X} \mathbf{X}^H + \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{Y} \\ &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} \left(\frac{M}{\rho} \mathbf{I}_M + \mathbf{X}^H \mathbf{X} \right)^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

附录C 最差噪声影响下，基于训练序列的信道容量下限的证明

假定 MIMO 无线信道的数学模型如下：

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{V} \quad (\text{C.1})$$

其中， $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为一个已知的信道矩阵， $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 为一发射信号矢量， $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 为一加性噪声矢量，进一步假定 \mathbf{X} 和 \mathbf{V} 具有单位均方差，即

$$E\left(\frac{1}{M} \mathbf{X} \mathbf{X}^H\right) = 1, \quad E\left(\frac{1}{N} \mathbf{V} \mathbf{V}^H\right) = 1 \quad (\text{C.2})$$

以下的主要任务是要寻找最差情形下的噪声 (\mathbf{V}) 分布，在受到式 (C.2) 要求的功率限制条件下，使式 (C.1) 所示信道的信道容量为最小。从文献[3, 4]中知道，当 \mathbf{V} 服从圆对称高斯分布 $CN(0, 1)$ 时， $\mathbf{R}_V = E(\mathbf{V}^H \mathbf{V}) = \mathbf{I}_N$ ，式 (C.1) 的信道容量为

$$C = \max_{\mathbf{R}_X, \text{tr} \mathbf{R}_X = M} E \left[\log \left(\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_X \mathbf{H} \right) \right) \right] \quad (\text{C.3})$$

其中， $\mathbf{R}_X = E(\mathbf{X}^H \mathbf{X})$ 为信号 \mathbf{X} 的方差。当 \mathbf{V} 为零均值、方差为 $\mathbf{R}_V = E(\mathbf{V}^H \mathbf{V})$ 的高斯分布时，式 (C.3) 的信道容量推广为

$$C = \max_{\mathbf{R}_X, \text{tr} \mathbf{R}_X = M} E \left[\log \left(\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_X \mathbf{H} \right) \right) \right] \quad (\text{C.4})$$

当信号 \mathbf{X} 和噪声 \mathbf{V} 不相关时，可以得到最差情形下的噪声分布，令这时的信道容量为

$$C_{\text{最差}} = \inf_{P_V(\bullet), E(\mathbf{V} \mathbf{V}^H) = N} \sup_{P_X(\bullet), E(\mathbf{X} \mathbf{X}^H) = M} I(\mathbf{Y}; \mathbf{X} / \hat{\mathbf{H}}) \quad (\text{C.5})$$

\mathbf{V} 的任何其他特定的分布产生的信道容量均要大于它，如果选择 \mathbf{V} 为均值是零、协方差是 \mathbf{R}_V 的复高斯噪声，利用式 (C.3) 可得到下列关系：

$$C_{\text{最差}}, \min_{\mathbf{R}_V, \text{tr} \mathbf{R}_V = N} \max_{\mathbf{R}_X, \text{tr} \mathbf{R}_X = M} E \left[\log \left(\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_X \mathbf{H} \right) \right) \right] \quad (\text{C.6})$$

假定 \mathbf{X} 服从零均值、协方差为 \mathbf{R}_X 的复高斯分布，而 \mathbf{V} 为分布任意，式 (C.1) 所示信道的条件互信息为^[68, 76]：

$$\begin{aligned} I(\mathbf{Y}; \mathbf{X} / \mathbf{H}) &= h(\mathbf{X} / \mathbf{H}) - h(\mathbf{X} / \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \\ &= \log[\det(\pi e \mathbf{R}_X)] - h(\mathbf{X} / \mathbf{Y}, \mathbf{H}) \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

由于计算式 (C.7) 所示的条件熵 $h(\mathbf{X} / \mathbf{Y}, \mathbf{H})$ 需要知道噪声 \mathbf{V} 的具体分布，但如果已知条件随机变量 $(\mathbf{X} | \mathbf{Y}, \mathbf{H})$ 的协方差矩阵： $\text{Cov}(\mathbf{X} / \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = E_{|\mathbf{Y}, \mathbf{H}}(\mathbf{X} - E_{|\mathbf{Y}, \mathbf{H}} \mathbf{X})(\mathbf{X} - E_{|\mathbf{Y}, \mathbf{H}} \mathbf{X})^H$ ，根据文献[68, 76]可得到下列关系式：

$$h(\mathbf{X} / \mathbf{Y}, \mathbf{H}) = E[\log(\det \pi e \text{Cov}(\mathbf{X} / \mathbf{Y}, \mathbf{H}))] \quad (\text{C.8})$$

这是因为在具有相同协方差矩阵的所有随机变量中，只有服从高斯分布的才能取得最大熵。又假定 $\hat{\mathbf{X}}$ 为给定 \mathbf{Y} 和 \mathbf{H} 条件下的任何一个估计值，那么式 (C.8) 中的条件协方差：

$$\text{Cov}(\mathbf{X}/\mathbf{Y}, \mathbf{H}), E[(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})] \quad (\text{C.9})$$

把线性最小均方误差 (LMMSE) 估计值: $\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{Y}\mathbf{R}_Y^{-1}\mathbf{R}_{YX}$ 代入式 (C.9), 得

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\mathbf{X}/\mathbf{Y}, \mathbf{H}), E(\mathbf{X} - \mathbf{Y}\mathbf{R}_Y^{-1}\mathbf{R}_{YX})^H (\mathbf{X} - \mathbf{Y}\mathbf{R}_Y^{-1}\mathbf{R}_{YX}) \\ = \mathbf{R}_X - \mathbf{R}_{XY}\mathbf{R}_Y^{-1}\mathbf{R}_{YX} \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

当信号 \mathbf{X} 和噪声 \mathbf{V} 不相关时, $E(\mathbf{X}^H\mathbf{V}) = \mathbf{0}_{M \times N}$, 把式 (C.1) 所示的信道模型代入式 (C.10) 的第二个等式可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_X - \mathbf{R}_{XY}\mathbf{R}_Y^{-1}\mathbf{R}_{YX} &= \mathbf{R}_X - \left(\sqrt{\frac{\rho}{M}}\mathbf{R}_X\mathbf{H} + \mathbf{0} \right) \left(\mathbf{R}_V + \frac{\rho}{M}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_X\mathbf{H} \right)^{-1} \left(\mathbf{H}^H\mathbf{R}_X\sqrt{\frac{\rho}{M}} + \mathbf{0} \right) \\ &= \left(\mathbf{R}_X^{-1} + \frac{\rho}{M}\mathbf{H}\mathbf{R}_V^{-1}\mathbf{H}^H \right)^{-1} \end{aligned}$$

由式 (C.8) 可得:

$$\begin{aligned} h(\mathbf{X}/\mathbf{Y}, \mathbf{H}) &\leq E \left\{ \log \left[\det \pi e \left(\mathbf{R}_X^{-1} + \frac{\rho}{M}\mathbf{H}\mathbf{R}_V^{-1}\mathbf{H}^H \right)^{-1} \right] \right\} \\ &= E \left\{ \log \left[\det \pi e \mathbf{R}_X \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M}\mathbf{R}_V^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_X\mathbf{H} \right)^{-1} \right] \right\} \end{aligned}$$

当 \mathbf{X} 为复高斯分布时, 对于 \mathbf{V} 的任何分布, 由式 (C.7) 得:

$$I(\mathbf{Y}; \mathbf{X}/\mathbf{H}) \dots E \left\{ \log \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M}\mathbf{R}_V^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_X\mathbf{H} \right) \right] \right\} \quad (\text{C.11})$$

由于上述不等式对任意的 \mathbf{R}_X 和 \mathbf{R}_V 都成立, 因此可以得到

$$C_{\text{最差}} \dots \min_{\mathbf{R}_V, \text{tr}\mathbf{R}_V=N} \max_{\mathbf{R}_X, \text{tr}\mathbf{R}_X=M} E \left\{ \log \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M}\mathbf{R}_V^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_X\mathbf{H} \right) \right] \right\} \quad (\text{C.12})$$

联合 (C.6) 和 (C.12) 不等式, 便得到:

$$C_{\text{最差}} = \min_{\mathbf{R}_V, \text{tr}\mathbf{R}_V=N} \max_{\mathbf{R}_X, \text{tr}\mathbf{R}_X=M} E \left\{ \log \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M}\mathbf{R}_V^{-1}\mathbf{H}^H\mathbf{R}_X\mathbf{H} \right) \right] \right\}$$

附录D 数学运算符对照表

$\mathbf{X}^T, \mathbf{X}^*, \mathbf{X}^H$	分别表示矩阵 \mathbf{X} 的转置、复共轭和复共轭转置。
$tr(\mathbf{X})$	表示矩阵 \mathbf{X} 的迹。
$ \mathbf{X} $ or $\det(\mathbf{X})$	表示矩阵 \mathbf{X} 的行列式。
$ x $	表示标量 x 的绝对值。
$\ \cdot\ $	表示 “ \cdot ” 的范数。
$\text{diag}(\mathbf{X})$	矩阵 \mathbf{X} 的对角元素组成的矢量。
$\lambda(\mathbf{X})$	矩阵 \mathbf{X} 的特征值组成的矢量。
$\text{Vec}(\cdot)$	Vec 运算符, 即 如果 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_n]$, 那么 $\text{Vec}(\mathbf{X}) = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_n^T]$
\mathbf{I}_N	表示 $N \times N$ 维单位矩阵。
$E[\cdot]$	表示求数学期望。
$CN(m, C)$	表示均值为 m 、方差为 C 的复数圆对称高斯分布。
$\log(\cdot)$	表示自然对数。
$\log_b(\cdot)$	表示底为 b 的对数。
$\text{Re}[\cdot], \text{Im}[\cdot]$	分别表示复数的实部和虚部。
Sup	表示上确界 (lowest upper bound)。
Inf	表示下确界 (highest lower bound)。
$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$	表示矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 的直积或 “kronecker” 积。
$E_{ \cdot }[\cdot]$	表示求条件数学期望。
$\langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle$	表示求 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 之间的相关系数。
\mathbf{R}	表示实数集合。
\mathbf{C}	表示复数集合。
\mathbf{R}^n	表示 n 维实向量集合。
\mathbf{C}^n	表示 n 维复向量集合。
$\mathbf{R}^{m \times n}$	表示 $m \times n$ 维实矩阵集合。
$\mathbf{C}^{m \times n}$	表示 $m \times n$ 维复矩阵集合。

附录E 英语缩略语对照表

3GPP	Third Generation Partnership Project.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
AOA	Angle of Arrival.
B3G	Beyond Third Generation.
BER	Bit Error Rate.
BLAST	Bell-labs LAyered Space-Time.
Bps	Bits per second.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
CDMA	Code Division Multiple Access.
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
CP	Cyclic Prefix.
CSI	Channel State Information.
CSIR	Channel State Information at the Receiver.
CSIT	Channel State Information at the Transmitter.
DF	Decision Feedback.
DFE	Decision Feedback Equalizer.
DFT	Discrete Fourier Transform.
DLST	Diagonal Layered Space-Time.
DOA	Direction of Arrival.
DOD	Direction of Departure
ETSI	European Telecommunications Standards Institute.
EVD	Eigenvalue Decomposition.
FDD	Frequency Division Duplex.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
FFT	Fast Fourier Transform.
FIR	Finite Impulse Response.
HLST	Horizontal Layered Space-Time.
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access.
HSDSCH	High Speed Downlink Shared Channel.
IBI	Inter-Block Interference.
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform.
IEEE	Institute of Electrical and Electronical Engineers.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
i.i.d.	Independent and Identically Distributed.
ISI	Inter-Symbol Interference.
ISM	Industrial, Scientific, and Medical.

LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error.
LOS	Line of Sight.
LST	Layered Space-Time.
MC-CDMA	Multicarrier CDMA.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.
MISO	Multiple Input Single Output.
ML	Maximum Likelihood.
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator.
MMSE	Minimum Mean Square Error.
MSE	Mean Square Error.
NLOS	Non-Line of Sight.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access.
P/S	Parallel to Serial.
PAR	Peak to Average Ratio.
PDF	Probability Density Function.
PAS	Power Azimuth Spectrum.
PDS	Power Delay Spectrum.
PSD	Power Spectral Density.
PSK	Phase Shift Keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QoS	Quality of Service.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
r.m.s.	Root Mean Squared.
Rx	Receiver.
S/P	Serial to Parallel.
SIMO	Single Input Multiple Output.
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio.
SISO	Single Input Single Output.
SNR	Signal to Noise Ratio.
STBC	Space-Time Block Coding.
STC	Space-Time Coding.
STTC	Space-Time Trellis Coding.
SVD	Singular Value Decomposition.
TDD	Time Division Duplex.
TDMA	Time Division Multiple Access.
Tx	Transmitter.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System.
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access.
WLAN	Wireless Local Area Network.
ZF	Zero Forcing.

参 考 文 献

- [1] Shannon C E. A mathematical theory of communication[J]. *The Bell System Technical Journal*, 1948, 27(7):379-423
- [2] Fazel K and Kaiser S. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*[M]. England: John Wiley, 2003
- [3] Telatar I E. Capacity of multi-antenna gaussian channels[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595
- [4] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3):311-335
- [5] ITU. Guidelines for Evaluation Radio Transmission Technologies for IMT-2000 [S]. *ITU recommendation*. M1225, ITU, Tech. Rep, 2000
- [6] Lucent, Nokia, Siemens, and Ericsson. A standardized set of MIMO radio propagation channels[R]. *Technical report*, 3GPP TSG R1-01-1179, 2001
- [7] Smith P J and shafi M. Water-filling methods for MIMO systems[C]. *3rd Australian communication Theory Workshop*, Canberra, Australia, 2002.
- [8] 3GPP. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels(FDD)[S]. *Technical Specification* 25.211, vol.3.2.0, Mar. 2000
- [9] 3GPP2. Physical layer standard for cdma2000 spread spectrum systems[S]. *C.S0002-A*, June 2000
- [10] Dahlman E, Ekstrom H, Furuskar A and et al. The 3G long term evolution radio interface concepts and performance evaluation[C]. *IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, 2006, 1: 137-141
- [11] UMTS. Towards global mobile broadband standardising the future of mobile communications with LTE (long term evolution). *UMTS Forum Report*, Feb. 2008
- [12] Gesbert D, Shafi M, Shiu Da-shan and et al. From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless system [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(3):281-302
- [13] Std. IEEE 802.11n draft1.0[S]. *IEEE-SA Standard Broad*, 2005
- [14] TGn. IEEE 802.11n report (status of project). *IEEE Task Group TGn*, January 2008
- [15] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 23(2):201-220
- [16] 张贤达. 信号处理中的线性代数[M]. 北京: 科学出版社, 1997
- [17] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004
- [18] Golub G and van Loan C. *Matrix Computations, Third edition*[M]. London, England: The John Hopkins University Press, 1996
- [19] Rappaport T S. *Wireless Communication:Principles and Practice*[M]. New Jersey, USA: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1996
- [20] 郭梯云, 邬国扬, 李建东. 移动通信(修订版)[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000
- [21] Proakis J G. *Digital Communications, third edition* [M]. New York: McGraw-Hill, 1995
- [22] Forney G. Maximum likelihood sequence estimation for digital sequencesin the presence of intersymbol interference[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1972, 18(3):363-378

- [23] Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2002, 90(2): 280-305
- [24] 盛骤, 谢式干, 潘承毅. 概率论与数理统计[M]. 北京: 高等教育出版社, 1997
- [25] Liu Hui and Li Guoqing. *OFDM-Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization* [M]. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005
- [26] Bloch J and Hanzo L. *Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*[M]. New Jersey, USA: Wiley-IEEE Press, 2002
- [27] Simon M K and Alouini M S. *Digital Communication over Fading Channels: A United Approach to Performance Analysis*[M]. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2000
- [28] Stuber G L. *Principles of Mobile Communications*[M]. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 1996
- [29] Naguib A F and Calderbank R. Space-time coding and signal processing for high data rate wireless communications[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2000, 17(3):76-92
- [30] Liu Z, Giannakis G B, Zhuo S and Muquet B. Space-time coding for broadband wireless communications[J]. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2001, 1(1):35-53
- [31] Tarokh V, Seshadri N and Calderbank A R. Space-time codes for high data wireless communication: Performance criteria and code construction[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(2):744-765
- [32] Wittneben A. Base station modulation diversity for digital simulcast[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1991, 1: 848-853
- [33] Wittneben A. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Geneva, Switzerland, 1993, 3: 1630-1634
- [34] Seshadri N and Winters J H. Two signaling schemes for improving the error performance of FDD transmission systems using transmitter antenna diversity[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Meadowlands Hilton, Secaucus, NJ, USA, 1993, 1: 508-511
- [35] Winters J H. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with rayleigh fading[C]. *IEEE International Conference on Communications*, New Orleans, LA, 1994, 2:1121-1125
- [36] Winters J H. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with rayleigh fading[J]. *IEEE Transactions Vehicular Technology*, 1998, 47(1):119-123
- [37] Guey J-C, Fitz M, Bell M and Kuo W-Y. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(4):527-537
- [38] Garg V K and Wilkes J E. *Wireless and Personal Communications Systems*[M]. Prentice Hall, 1996.
- [39] Steinbauer M, Molisch A F and Bonek E. The double directional radio channel[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2001, 43(4):51-63
- [40] Burr A. Evaluation of capacity of indoor wireless MIMO channel using ray tracing[C]. *IZSB Communications Access Transmission Networking*, 2002
- [41] Jakes W C. *Microwave mobile communication*[M]. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1974
- [42] COST207. Information technologies and sciences digital land mobile radio communications [S]. *Commission of the European Communities*, September 1988
- [43] UMTS. Selection procedure for the choice of radio transmission technologies of UMTS [S]. *UMTS 30.03 version 3.2.0 ETSI*, April 1998

- [44] Lee W. Effects on correlation between two mobile radio basestation antennas[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1973, 21(11):1214-1224
- [45] Adachi F, Feeny M and et al. Cross correlation between the envelopes of 900MHz signals received at a mobile radio base station site[C]. *IEE Proceedings F, Communications, Radar and Signal Processing*, 1986, 133(10): 506-512
- [46] Salz J and Winters J. Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Ottawa, Canada, 1998, 1: 719-724
- [47] Clark R H. A statistical theory of mobile radio reception [J]. *Bell Labs System Technical Journal*, 1968, 47(7):957-1000
- [48] Eggers P. Angular dispersive mobile radio environments sensed by highly directive base station antennas[C]. *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1995, (2):522-526
- [49] Durgin G and Rappaport T S. Effects of multipath angular spread on the spatial cross correlation of received voltage envelopes[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1999, (5): 996-1000
- [50] Durgin G and Rappaport T S. Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in wireless channels[J]. *IEE Electronics Letters*, 1998, 34(25):2431-2432
- [51] Kermoal J P, Schumacher L, Pedersen K I, Mogensen P E, and Frederiksen F. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation [J]. *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 2002, 20(6):1211-1226
- [52] Pedersen K I and et al. Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Ottawa, Canada, 1998, 2:719-723
- [53] MIMO Rapporteur. MIMO conference call summary[S]. *3GPP document R1-02-0141*, Dec. 2001
- [54] MIMO Rapporteur. MIMO discussion summary[S]. *3GPP TSG R1-02-0181*, January 2002
- [55] Pedersen K I and et al. A stochastic multiple-input multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Boston, MA, USA, 2000, 1: 893-897
- [56] Schumacher L, Kermoal J P, Frederiksen F, Pedersen K I and Mogensen P E. MIMO channel characterisation. tech. rep., *European IST-1999-11729 Project METRA*, Feb. 2001
- [57] Klingenbrun T and Mogensen P E. Modeling frequency correlation of fast fading in frequency hopping GSM link simulations[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1999, 1:2398-2402
- [58] Pedersen K I, Mogensen P E and Fleury B H. Power azimuth spectrum in outdoor environments[J]. *IEE Electronics Letters*, 1997, 33(18):1583-1584
- [59] 康桂华, 仇佩亮. METRA 技术及其应用研究[J]. *电路与系统学报*, 2003, 8(4):82-90
- [60] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. *Bell Labs technical journal*, 1996, 6(6):41-59
- [61] Vucetic B and Yuan J. *Space-Time coding*[M]. England: John Wiley & Sons Ltd, 2003
- [62] Gesbert D, Boelskei H, Gore D and Paulraj A. MIMO wireless channels: capacity and performance prediction[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2000, 1:1083-1088
- [63] Gradshteyn I S and Ryzhik I M. *Table of Integrals, Series and Products*[M]. New York, USA: Academic Press, 1980

- [64] Shiu D S, Foschini G, Gans M and Kahn J. Fading correlation and effect on the capacity of multielement antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3):502-512.
- [65] Chizhik D, Rashid-Farrokhi F, Ling J and Lozano A. Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2000, 4(11):337-339
- [66] Andersen J B. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(11):2172-2178
- [67] Horn R and Johnson C. *Matrix Analysis*[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1985.
- [68] Cover T M and Thomas J A. *Elements of Information Theory*[M]. New York, USA: John Wiley, 1991
- [69] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8):1451-1458
- [70] Hochwald B M, Marzetta T L and Richardson T J. Systematic design of unitary space-time constellations[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(6):1962-1973
- [71] Tarokh V and Jafarkhani J. A differential detection scheme for transmit diversity [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(7):1169-1174
- [72] Hassibi B and Hochwald B M. How much training is needed in multiple antenna wireless links?[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(4):951-963
- [73] 沈凤麟, 叶中付, 钱玉美. 信号统计分析与处理[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2002
- [74] Kang Guihua and Qiu Peiliang. An analytical method of channel estimation error for multiple antennas system[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, San Francisco, CA, United States, 2003, 1: 1114-1118
- [75] 康桂华, 仇佩亮. 空时编码调制中信道估计误差的Cramer-Rao 界[J]. 浙江大学学报(工学版), 2004, 38(4):132-137
- [76] 仇佩亮. 信息论及其应用[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1999
- [77] Soderstrom T and Stoica P. *System Identification*[M]. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1989
- [78] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995
- [79] Tarokh V, Naguib A, Seshadri N and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths[J]. *IEEE Transation on communications*, 1999, 47(2):199-207
- [80] Marzetta T L. BLAST training: Estimating channel characteristics for high capacity space-time wireless[C]. *Proceedings 37th Annual Allerton Conference on communication, Control, and Computing*, Monticello, IL, USA, 1999, 1: 22-24
- [81] Kyritsi P, Valenzuela R A and Cox D C. Effect of the channel estimation on the accuracy of the capacity estimation[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2001, 1:293-297
- [82] Kyritsi P, Valenzuela R A and Cox D C. Channel and capacity estimation errors[J]. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(12):517-519
- [83] Seshadri N and Winters J H. Two schemes for improving the performance of frequency division duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity [J]. *International Journal of Wireless Information Networks*, 1994, 1(1):49-60
- [84] Tarokh V, Jafarkhani H and Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communication: performance results[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3):451-460

- [85] Tarokh V, Jafarkhani H and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(5):1456-1467
- [86] Stoica P and Ganesan G. Maximum SNR space-time designs for MIMO channels[C]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2001, 4: 2425-2428
- [87] Ganesan G and Stoica P. Space-time block codes: A maximum SNR approach[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, 47(4):1650-1656
- [88] Jafarkhani H. A quasi-orthogonal space-time block code [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(1):1-4
- [89] Hassibi B and Hochwald B M. High-rate codes that are linear in space and time [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, 48(7):1804-1824
- [90] Yan Q and Blum R S. Optimum space-time convolutional codes[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2000, 3:1351-1355
- [91] Firmanto W, Vucetic B and Yuan J. Space-time TCM with improved performance on fast fading channels [J]. *IEEE Communications Letters*, 2001, 5(4): 154-156
- [92] Su H-J and Geraniotis E. Space-time turbo codes with full antenna diversity[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(1):47-57
- [93] Stefanov A and Duman T M. Turbo coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1999, 5:2336-2340
- [94] Stefanov A and Duman T M. Turbo coder modulation for systems with transmit and receive diversity over block fading channels: System model, decoding approaches, and practical considerations[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(5):958-968
- [95] Hochwald S B M, Brink S T. Achieving near-capacity on a multiple antenna channel [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(3):389-399
- [96] Lin Xiaotong and Blum R S. Improved space-time codes using serial concatenation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2000, 4(7):221-223
- [97] Lin Xiaotong and Blum R S. Guidelines for serially concatenated space-time code design in rayleigh fading channels[C]. *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Taiwan, China, 2001, 1:247-250
- [98] Marinkovic S, Vucetic B and Ushirokawa A. Space-time iterative and multistage receiver structures for CDMA mobile communications systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(8):1451-1458
- [99] Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A and Wolniansky P W. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multielement arrays[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(11):1841-1852
- [100] Golden G D, Foschini G J, Valenzuela R A and Wolniansky P W. Detection algorithms and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communications architecture[J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(1):14-15
- [101] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D and Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel[C]. *IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, 1998, 1: 295-300

- [102] Tirkkonen O, Boariu A and Hottinen A. Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+tx antennas[C]. *IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2000, 2: 429-432
- [103] Alrustamani A, Damjanovic A D and Vojcic B R. Turbo greedy multiuser detector[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(8):1638-1645
- [104] Jongren G, Skoglund M and Ottersen B. Combining beamforming and orthogonal space-time block coding[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, 48(3):611-627
- [105] Berrou C, Glacieux A and Thititmajshima P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes (1)[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Geneva, 1993, 2: 1064-1070
- [106] Biglieri E, Caire G and Taricco G. Limiting performance of block fading channels with multiple antennas. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, 47(4):1273-1289
- [107] Cui D and Haimovich A M. Performance of parallel concatenated space-time codes[J]. *IEEE Communications Letters*, 2001, 5(6):236-238
- [108] Tujkovic D. High bandwidth efficiency space-time turbo coded modulation[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Helsinki, Finland, 2001, 4:1104-1109
- [109] Tujkovic D. Recursive space-time trellis codes for turbo coded modulation[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, San Francisco, USA, 2000, 2: 1010-1015
- [110] Benedetto S and Montorsi G. Unveiling turbo codes: Some results on parallel concatenated coding schemes[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1996, 42(3):409-428
- [111] Wang X and Poor H V. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA [J]. *IEEE Transactions on communications*, 1999, 47(7):1046-1061
- [112] MIMO Rapporteur. Multiple-input multiple output antenna processing for HSDPA[S]. *3GPP TR 25.876 v.1.1.0*, Dec. 2001
- [113] Kay S M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing*[M]. Prentice Hall, 1993
- [114] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission:an idea whose time has come[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1990, 28(5):5-14
- [115] Richard van Nee and Ramjee Prasad. *OFDM for wireless multimedia Communications* [M]. Boston, London: Artech Home, 2000
- [116] Hara S and Prasad R. Overview of multicarrier CDMA[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1997, 35(12):126-133
- [117] Ruly Lai-U Choi, Murch R D and Letaief K B. MIMO CDMA antenna system for SINR enhancement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, 2(2):240-249
- [118] Gong Y and Letaief K B. An efficient space-frequency coded wideband system for wireless communications[C]. *IEEE International Conference on Communications*, 2002, 2(1): 475-479
- [119] Agrawal D, Tarokh V, Naguib A and Seshadri N. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Ottawa, Canada, 1998, 3 (1): 2232-2236
- [120] Bolcskei H, Gesbert D and Paulraj A J. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems [J]. *IEEE Transactions on communications*, 2002, 50(2):225-234
- [121] Li Y G, Seshadri N and Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity

- in mobile wireless channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(2):461-471
- [122] Sampath H, Talwar S, Tellado J, Erceg V and Paulraj A. A fourth generation MIMO-OFDM broadband wireless system: Design, performance, and field trial results [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(9):143-149
- [123] Weinstein S B and Ebert P M. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform[J]. *IEEE Transactions on Communications Technologies*, 1971, 19(5):628-634
- [124] Ifeachor E C and Jervis B W. *Digital signal processing: a practical approach*[M]. Addison-Wesley Publishing Company, 1993
- [125] Lu B and Wang X. Space-time code design in OFDM systems[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, San Francisco, 2000, 1:1000-1004
- [126] Bolekski H, Gesbert D and Paulraj A J. On the capacity of OFDM-based multiantenna systems[C]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2000, 5(5):2569-2572
- [127] Yang H, Yuan J and Vucetic B. Performance of space-time trellis codes in frequency selective WCDMA systems[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2002, 1: 233-237
- [128] Verdu S. *Multiusers Detection*[M]. Cambridge, MA: Cambridge University Press, 1998
- [129] Papadakis C B and Huang H. Linear space-time multiuser detection for multipath CDMA channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(2):254-265
- [130] Gamal H E and Geraniotis E. Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and fading channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(1):30-41
- [131] Yee N, Linnartz J-P and Fettweis G. Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks[C]. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Yokohama, Japan, 1993, 1:109-113
- [132] Fazel K and Papke L. On the performance of convolutionally coded CDMA/OFDM for mobile communication system[C]. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Yokohama, Japan, 1993, 1: 468-472
- [133] Kaiser S. On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels[C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, Singapore, 1995, 1: 2059-2063
- [134] Kaiser S. *Multicarrier CDMA Mobile Radio Systems Analysis and Optimization of Detection, Decoding and Channel Estimation*[D]. PhD thesis, German Aerospace Center, Fortschrittberichte VDI, 1998
- [135] Juntti M, Vehkaperä M, Leinonen J and et al. MIMO MC-CDMA communications for future cellular systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2005, 43(2):118-124
- [136] Choi J M, Kwak J S, Kim H S and et al. Adaptive subcarrier, bit, and power allocation algorithm for MIMO-OFDMA system[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference-Spring*, 2004, 3(3):1801-1805
- [137] Namgoong J U, Wong T F and Lehnert J S. Subspace multiuser detection for multicarrier CDMA[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(11):1897-1908
- [138] Miller S L and Rainbolt B J. MMSE detection of multicarrier CDMA[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(11):2356-2362
- [139] Helard J F, Baudais J Y and Citene J. Linear MMSE detection technique for MC-CDMA[J]. *Electronics Letters*, 2000, 36(7):665-666
- [140] Haykin S. *Adaptive Filter Theory*, third edition[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996

- [141] Sendonaris A, Erkip E and Aazhang B. User cooperation diversity part I: System description[J]. *IEEE Transaction on Communications*, 2003, 51(11):1927-1938
- [142] Sendonaris A, Erkip E and Aazhang B. User cooperation diversity part II: Implementation aspects and performance analysis[J]. *IEEE Transaction on Communications*, 2003, 51(11):1939-1948
- [143] Nosratinia A, Hunter T E and Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 74-80
- [144] Cover T M and Gamal A E. Capacity theorems for the relay channel[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 1979, 25(5):572-584
- [145] Kramer G, Michael G and Piyush G. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2005, 51(9):3037-3063
- [146] Anders Host-Madsen and Zhang Junshan. Capacity bounds and power allocation in wireless relay channel [J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2005, 51(6):2020-2040
- [147] Laneman J N and Wornell G W. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2003, 49(10):2415-2525
- [148] Nabar R U, Bolcskei Helmut and Kneubuhler F W. Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 22(6):1099-1109
- [149] Mitran P, Ochia H and Tarokh V. Space-time diversity enhancements using cooperative communications[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(6):2041-2057
- [150] Laneman J N, Tse D N C and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12):3062-3080
- [151] Azarian Kambiz, El Gamal Hesham and Schniter Philip. On the achievable diversity multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(12):4152-4172
- [152] Ribeiro Alejandro, Cai Xiaodong and Giannakis Georgios B. Symbol error probabilities for general cooperative links[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(3):1264-1273
- [153] Frank H P Fitzek and Marcos D Kat. *Cooperation in Wireless Networks: Principles and Applications* [M]. Netherlands: Springer, 2006
- [154] Khojastepour M A, Sabharwal A and Aazhang B. Lower bounds on the capacity of gaussian relay channel[C]. *38th Annual Conference Information Sciences and Systems (CISS)*, Princeton, NJ, 2004, 1: 597-560
- [155] Wyner A D and Ziv J. The rate distortion function for source coding with side information at the receiver [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1976, 22(1):1-11
- [156] Forney G D Jr and Ungerboeck G. Modulation and coding for linear gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(10):2384-2415
- [157] Zheng L and Tse D N C. Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(5):1073-1096
- [158] Laneman J N and Wornell G W. Energy efficient antenna sharing and relaying for wireless networks[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2000, 1: 7 -12
- [159] Ozarow L H, Shamai S and Wyner A D. Information theoretic considerations for cellular mobile radio[J]. *IEEE Transactions Vehicular Technology*, 1994, 43(5):359-378

- [160] Hunter T E and Nosratinia A. Coded cooperation under slow fading, fast fading, and power control[C]. *Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 2002, 1:118-122,
- [161] Hunter T E and Nosratinia A. Diversity through coded cooperation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(2): 283-289
- [162] Hunter T E and Nosratinia A. Performance analysis of coded cooperation diversity[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Anchorage, AK, 2003, 1:2688-2692
- [163] Janani M, Hedayat A, Hunter T E and Nosratinia A. Coded cooperation in wireless communications: Space-time transmission and iterative decoding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52 (2): 362-371
- [164] Laneman J N, Wornell G W, and Tse D N C. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory*, 2001, 1: 294
- [165] Hunter T E and Nosratinia A. Diversity through coded cooperation[C]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(2):283-289
- [166] Berrou C and Glavieux A. Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo codes[J]. *IEEE Transaction on Communications*, 1996, 44(10):1261-1271
- [167] Rowitch D N and Milstein L B. On the performance of hybrid FEC/ARQ systems using rate compatible punctured turbo (RCPT) codes [J]. *IEEE Transaction on Communications*, 2000, 48(6):948-959
- [168] Hagenauer J, Offer E and Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1996, 42(3):429-445
- [169] Volker Kuhn. *Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems* [M]. England: John Wiley, 2006
- [170] Gershman A B and Sidiropoulos N D. *Space-Time Processing for MIMO Communications* [M]. England: John Wiley, 2005
- [171] Jankiraman M. *Space-Time Codes and MIMO Systems*[M]. Boston, London: Artech house, Inc., 2004
- [172] Jafarkhani H. *Space-time coding: theory and practice*[M]. The Edinburgh Building, Cambridge: Cambridge University Press, 2005
- [173] Tsoulos G. *MIMO System Technology for Wireless Communications*[M]. New York: CRC Press, Taylor & Francis, 2006
- [174] Hottinen A, Tirkkonen Q and Wichman R. *Multiantenna Transceiver Techniques for 3G and Beyond*[M]. England: John Wiley, 2003
- [175] Shinsuke Hara and Ramjee Prasad. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications* [M]. Boston, London: Artech House, Inc., 2003
- [176] Papoulis A. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*[M]. New York: McGraw Hill, 2002
- [177] 康桂华. 无线MIMO信道的模型、容量、估计和实现算法研究[D]. PhD thesis, 浙江大学, 2004
- [178] Vincent K N Lau and Yu Kwong Ricky Kwok. *Channel-Adaptive Technologies and Cross-Layer Designs for Wireless Systems with Multiple Antennas Theory and Applications* [M]. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006
- [179] Hughes B. Differential space-time modulation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(11): 2567-2578

- [180] Biglieri E, Proakis J and Shamai S. Fading channels: information theoretic and communications aspects[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(10):2619-2692
- [181] Hagenauer J. Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications[J]. *IEEE Transaction on Communications*, 1988, 36(4):389-400
- [182] McEliece R and Stark W. An information theoretic study of communication in the presence of jamming[C]. *IEEE International Conference on Communications*, 1981, 1: 45.3.1-45.3.5
- [183] UTRA. Physical layer aspects of UTRA high speed downlink packet access[S]. *3GPP Technical specification 25.848*, March 2001

致 谢

本书出版得到了河海大学常州校区的资助，在此对给予支持和帮助的各位领导和专家表示衷心的感谢！

在攻读博士学位期间，浙江大学为我提供了良好的学习和科研环境，始终得到了导师仇佩亮教授的悉心指导和亲切关怀。张朝阳教授、李式巨教授、黄爱苹教授、姚庆栋教授等提供了许多帮助和指导，借此机会对敬爱的母校、尊敬的导师和各位教授表示最诚挚的谢意！

在博士后研究工作期间，河海大学南京校本部为我提供了良好的工作和生活条件，两位尊敬的合作导师沈祖诒教授、徐立中教授给我创造了一个宽松的科研环境，使在站的科研工作得以顺利完成，在此表示最真诚的感谢！

在日常的工作和生活中，杨有为教授始终给予了最真诚关怀和无私的帮助，在此表示深深的谢意！

最后，要特别感谢我的夫人陈文芳女士的理解和支持，同时要感谢我的儿子能自觉认真读书学习，使我得以安心完成本书的撰写工作。

作者 康桂华

2009年3月